23368

WELDING INSTITUTE OF CANADA
INSTITUT DE SOUDAGE DU CANADA

CENTRE DU QUÉBEC
75, boul. de Mortagne, Boucherville (Qué.) J4B 6Y4
Tél.: (514) 655-9002 Télex: 055-61622

CONTRÔLE DES COORDONNÉES SPATIALES D'UNE TORCHE POUR LE SOUDAGE ÉLECTRIQUE À L'ARC

(Torch Coordinates Control for Arc Welding)

RC-176

Directeur du projet: J.-P. Boillot *
Auteur du rapport: Jean-Pierre Vaillancourt *
Collaborateurs: Yves Chartier *
Pierre Fafard *
Claude Michel **
Guy Patenaude *
Jean Tremblay *
Denis Villemure *

* Institut de Soudage du Canada - Centre du Québec
** Institut de génie des matériaux

Approuvé par:

Dr. N.F. Eaton
Président

Le 15 juin 1984

IGM84-160-141
CNRC 23368

TABLE DES MATIERES

SOMMAIRE..... 1

INTRODUCTION..... 2

LISTE DES FIGURES..... 3

1 - THEORIE GENERALE DES REGULATEURS DE TENSION..... 6

A - ELEMENT DE REFERENCE..... 7

B - ELEMENT D'ECHANTILLONNAGE..... 7

C - ELEMENT DE COMPARAISON..... 7

D - ELEMENT DE CONTRÔLE..... 7

1.1 LES CLASSES DE REGULATEUR..... 8

1.1.1 Régulateur série 8

1.1.2 Régulateur shunt..... 9

1.1.3 Régulateur switching.....10

2 - SPECIFICATIONS DES ALIMENTATIONS.....11

2.1 ETUDE PRÉLIMINAIRE.....12

2.2 CALCUL DE L'ETAGE D'ENTREE À FILTRE CAPACITIF 15

2.2.1 Les configurations transformateur/ rectificateur.....15

TABLE DES MATIÈRES (SUITE)

2.2.2 Filtre capacitif.....16

2.2.3 Procédure de calcul.....17

3 - ALIMENTATION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS (± 15 VOLTS; 3 AMPÈRES).....22

3.1 SPECIFICATIONS DE L'ALIMENTATION ± 15 VOLTS.....25

4 - ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTÈNE (3.5 VOLTS; 1.2 AMPÈRE).....27

4.1 ETUDE PRELIMINAIRE.....27

4.2 DESCRIPTION DÉTAILLÉE DU RÉGULATEUR DE L'ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTÈNE.....28

4.3 CALCUL DE L'ÉTAGE PRÉCÉDANT LE RÉGULATEUR POUR L'ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTÈNE 32

4.4 LISTE DES COMPOSANTES DE L'ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTÈNE 37

5 - ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE (+ 25 VOLTS; 15 MA) (- 15 VOLTS; 15 MA).....40

5.1 ÉTUDE PRÉLIMINAIRE 40

5.2 DESCRIPTION DÉTAILLEE DU RÉGULATEUR DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE 46

TABLE DES MATIÈRES (SUITE)

5.2.1 Fusible 46

5.2.2 Bloc #1 (EMI Filter Module)..... 47

5.2.3 Bloc #2 (Transformateur)..... 47

5.2.4 Bloc #3 (Rectification Full-Wave + Filtre RC + Transient Suppressors).....48

5.2.5 Bloc #4 (1er étage de Régulation + Protection Court-Circuit)51

5.2.6 Bloc #5 (2ième étage de Régulation + Protection Court-Circuit + Transient Suppressors)...53

5.2.7 Bloc #6 (3ième étage de Régulation Programmable + Protection Court-Circuit).....54

5.2.8 Bloc #7 (Protection Surtension: Crowbar).....58

5.3 CALCUL DE L'ÉTAGE PRÉCÉDANT LES RÉGULATEURS DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE 60

5.4 LISTE DES COMPOSANTES ÉLECTRONIQUES DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE.....68

6 - ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER (0-25 VOLTS; 0-8 AMPÈRES).....76

TABLE DES MATIÈRES (SUITE)

6.1 ETUDE PRELIMINAIRE..... 76

6.2 DESCRIPTION DETAILLEE DU REGULATEUR DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER..... 78

6.2.1 Bloc #1 (Réception du Signal de Contrôle)..... 78

6.2.2 Bloc #2 (Limitation de son Amplitude)..... 79

6.2.3 Bloc #3 (Ajustement de son Amplitude)..... 80

6.2.4 Bloc #4 (Élément de comparaison).. 80

6.2.5 Bloc #5 (Circuit Limiteur de Tension)..... 81

6.2.6 Bloc #6 (Circuit Limiteur de Courant)..... 82

6.2.7 Bloc #7 (Étage de puissance)..... 84

6.2.8 Bloc #8 (Crowbar)..... 89

6.2.9 Bloc #9 (Mesure du Courant)..... 90

6.2.10 Bloc #10 (Charge E.P.)..... 90

6.2.11 Bloc #11 (Power Supply Ampli PRM 48-10)..... 91

6.2.12 Bloc #12 (Power Supply Ampli H.V.)..... 91

TABLE DES MATIÈRES (SUITE)

6.2.13 Bloc #13 (Power Supply Ampli OP)..... 91

6.3 NOTE CONCERNANT LE SIGNAL DE CONTRÔLE.... 92

6.4 CALCUL DE L'ÉTAGE PRÉCÉDANT LE RÉGULATEUR DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER..... 93

6.5 DESIGN D'UN FILTRE LC POUR L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER..... 98

6.6 LISTE DES COMPOSANTES ELECTRONIQUES DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER.....104

CONCLUSION.....109

APPENDICE

SOMMAIRE

Ce rapport fait mention des travaux accomplis dans le cadre de la conception de sources d'alimentation spécialisées nécessaires à l'utilisation d'un système de détection infrarouge utilisé pour le contrôle des coordonnées spatiales d'une torche pour le soudage à l'arc électrique.

Une description complète quant à la conception et à la réalisation de trois groupes de sources d'alimentation y est présentée. Le premier chapitre du présent document donne une approche globale de la théorie des régulateurs de tension en ce qui a trait aux différentes classes de régulateurs utilisées pour la conception de source d'alimentation.

Par la suite, la conception de chaque source est présentée ainsi que les détails menant à sa réalisation. Il s'agit tout d'abord d'une source d'alimentation pour un effet " Peltier" de capacité de deux cents watts avec télérégulation. Deuxièment, une source à grande précision pour l'alimentation des détecteurs au sulfure de plomb servant de capteurs dans le système de détection infrarouge. Finalement, on présente une source nécessaire à l'alimentation d'une lampe pilote au tungstène servant au positionnement initial de la torche à souder.

INTRODUCTION

La réalisation d'un système de contrôle des coordonnées spatiales d'une torche pour le soudage électrique à l'arc demande l'utilisation d'un système de détection infrarouge permettant l'acquisition des signaux nécesfaires à un contrôle adaptatif d'une torche à souder.

Le système de détection infrarouge basé sur des capteurs au sulfure de plomb fonctionnant à une basse température requiert des sources d'alimentation spécialisées de haute précision. Les sources d'alimentation n'étant pas facilement disponibles sur le marché, il.devient donc nécessaire de les développer de façon interne.

Viennent s'ajouter à ces sources d'alimentation à haute résolution, les circuits d'asservissement de température nécessaires au fonctionnement approprié du système de réfrigération des détecteurs au " Pbs" basé sur des éléments à jonction " Peltier" .

LISTE DES FIGURES

1 - DIAGRAMME EN BLOC D'UN RÉGULATEUR DE BASE

2 - REPRÉSENTATIONS DES ÉLÉMENTS DE CONTRÔLE DE BASE

3 - RÉGULATEUR SÉRIE DE BASE

4 - RÉGULATEUR SHUNT DE BASE

5 - RÉGULATEUR SWITCHING DE BASE

6 - ÉTAGE D'ENTRÉE D'UNE ALIMENTATION

7 - CONFIGURATIONS TRANSFORMATEUR/RECTIFICATEUR

8 - RELATION OF APPLIED ALTERNATING PEAK VOLTAGE TO DIRECT OUTPUT VOLTAGE IN HALF-WAVE CAPACITOR-INPUT CIRCUITS

9 - RELATION OF APPLIED ALTERNATING PEAK VOLTAGE TO DIRECT OUTPUT VOLTAGE IN FULL-WAVE CAPACITOR INPUT CIRCUITS

10 - RELATION OF RMS AND PEAK TO AVERAGE DIODE CURRENT IN CAPACITOR-INPUT CIRCUITS

11 - ROOT-MEAN-SQUARE RIPPLE VOLTAGE FOR CAPACITOR-INPUT CIRCUITS

12 - INPUT FILTER DESIGN

13 - PACKAGE SIZE (GF0F 2DA)

LISTE DES FIGURES (SUITE)

14 - ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTÈNE(3.5 V; 1.2A)

15 - AMPLIFICATEUR NON-INVERSEUR

16 - DIAGRAMME FONCTIONNEL D'UN MULTIPLYING DAC

17 - DAC EN MODE NORMAL UNIPOLAIRE

18 - DAC EN MODE NORMAL BIPOLAIRE (4 QUADRANTS)

19 - DIVISEUR ANALOGUE/DIGITAL

20 - DIVISEUR ANALOGUE/DIGITAL,VERSION 1

21 - DIVISEUR ANALOGUE/DIGITAL,VERSION 2

22 - CONFIGURATION SUGGÉRÉE POUR
$-10\ V \leq Vo \leq 0$ ou $0 \leq Vo \leq +10\ V$

23 - CONFIGURATION SUGGÉRÉE POUR
$-20\ V \leq Vo \leq -10\ V$ ou $+10\ V \leq Vo \leq +20\ V$

24 - CONFIGURATION SUGGÉRÉE POUR
$-30\ V \leq Vo \leq -20\ V$ ou $+20\ V \leq Vo \leq +30\ V$

25 - BLOC DIAGRAMME DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE

26 - ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE

LISTE DES FIGURES (SUITE)

27 - BLOC DIAGRAMME DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER

28 - ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER

29 - CONDITIONNEMENT DU SIGNAL DE CONTRÔLE

30 - FILTRES LC.

1 - THÉORIE GÉNÉRALE DES RÉGULATEURS DE TENSION

Avant d'entrer dans les détails des circuits qui ont finalement été mis au point, il est bon d'avoir une vision générale des types de circuits qui pouvaient être sélectionnés au départ et qui représentent grossièrement la technologie actuelle.

Le but de chaque régulateur de tension est de convertir une tension d'entrée D.C. ou A.C. en une tension D.C. de sortie stable et de maintenir cette tension sur une large bande de charge. Pour accomplir ceci, un régulateur de tension typique consiste en :

(Voir figure 1)

a) Un élément de référence qui fournit une tension stable connue. (V ref.)

b) Un élément d'échantillonnage qui mesure la tension de sortie.

c) Un élément de comparaison qui compare l'échantillon de tension de sortie à la référence pour créer un signal d'erreur.

d) Un élément de contrôle qui produit la transformation de la tension d'entrée au niveau de sortie désiré sur une grande plage d'opération de charge selon le signal d'erreur généré.

Bien que les méthodes de régulation varient selon que l'on utilise l'un des 3 régulateurs de base, (1) série, (2) parallèle ou (3) à commutation, les 4 fonctions mentionnées ci-haut existent dans tous les types de régulateurs.

A - Élément de référence

L'élément de référence constitue la fondation de tous les régulateurs de tension car la tension de sortie est un multiple ou est égale à la tension de référence.

Des variations de cette dernière seront interprétées comme un signal d'erreur par le comparateur et la tension de sortie changera en conséquence.

Donc pour une bonne régulation, la référence doit être stable pour toutes les variations de tension d'entrée et de température de jonction du semiconducteur.

B - Élément d'échantillonnage

L'élément d'échantillonnage supervise la tension de sortie et la transforme en un niveau égal à la tension de référence.

Des variations dans la tension de sortie obligent alors la tension de rétroaction à devenir plus ou moins grande à la tension de référence. Cette tension Δ (delta) est le signal d'erreur qui force le régulateur à agir de façon appropriée pour ramener la tension de sortie au niveau désiré.

C - Elément de comparaison

L'élément de comparaison, en plus de superviser la tension de rétroaction pour fin de comparaison avec la référence, fournit aussi le gain pour le signal d'erreur détecté.

La sortie du comparateur, le signal d'erreur amplifié, est alors interprétée par l'élément de contrôle de façon à ce que la sortie retourne au niveau prescrit.

D - Élément de contrôle

Tous les éléments discutés précédemment restent pratiquement inchangés indépendamment du type de régulateur dont ils font partie.

L'élément de contrôle varie largement dépendamment du type de régulateur de tension: série, parallèle ou à commutation.

La figure 2 montre les représentations des configurations des éléments de contrôle de base.

L'élément de contrôle ne contribue qu'à une faible erreur dans la performance du régulateur puisque l'élément d'échantillonnage supervise la tension de sortie après l'élément de contrôle et compense donc pour sa contribution d'erreur.

L'élément de contrôle affecte directement les caractéristiques du régulateur au niveau des paramètres suivants:

- Tension différentielle minimale entre la tension d'entrée et de sortie.
- L'efficacité du circuit.
- La dissipation de chaleur.

1.1 - LES CLASSES DE REGULATEUR

1.1.1 - Régulateur série

Le régulateur série dérive son nom de l'élément de contrôle qu'il utilise. La tension de sortie est régularisée en modulant un élément série, habituellement un transistor, qui agit comme une résistance variable.

Une variation dans la tension d'entrée produit une variation dans la résistance équivalente de l'élément série. Le produit de cette résistance et du courant de charge crée une tension différentielle variable qui compense pour les variations de la tension d'entrée.

Le régulateur série de base est illustré à la figure 3.

$$V_{out} = V_{in} - V_{diff}$$

$$V_{diff} = I_{Load} R_s$$

$$V_{out} = V_{in} - I_{Load} R_s$$

Pour une variation de la tension d'entrée:

$$\Delta R_s = \frac{\Delta V_{in}}{I_{Load}}$$

Pour une variation du courant de charge:

$$\Delta R_s = - \frac{\Delta I_{Load} R_s}{I_{Load} + \Delta I_{Load}}$$

Les régulateurs série sont un simple moyen d'obtenir une tension régularisée. Dans les applications à haut courant, cependant, la chute de tension maintenue aux bornes de l'élément série résulte en une substantielle perte de puissance.

1.1.2 - Régulateur parallèle («shunt»)

Le régulateur parallèle fait une dérivation de courant parallèle à la charge pour compenser les variations de tension d'entrée ou de courant de charge.

Le régulateur parallèle de base est illustré à la figure 4.

$$V_{out} = V_{in} - I_s R_s$$

$$I_s = I_{Load} + I_z$$

$$V_{out} = V_{in} - R_s (I_{Load} + I_z)$$

Pour une variation de courant de charge:

$$\Delta I_z = \Delta I_{Load}$$

Pour une variation de tension d'entrée:

$$\Delta I_z = \frac{\Delta Vin}{R}$$

$$\Delta I_z = \frac{V\ out}{\Delta R_z}$$

Bien qu'il soit moins efficace, le régulateur parallèle peut s'avérer le meilleur choix pour une application spécifique. Le régulateur parallèle est moins sensible aux transitoires de tension d'entrée, les transitoires de courant de charge ne sont pas réfléchis jusqu'à la source, et il est de façon inhérente à l'épreuve des court-circuits.

1.1.3 - Régulateur à commutation («switching»)

Le régulateur à commutation utilise un interrupteur actif comme élément de contrôle lequel interrompt la tension d'entrée selon un taux variable dépendamment du courant de charge que doit fournir le régulateur. Voir la figure 5.

Le taux de commutation peut être varié des façons suivantes:

- Maintenir la durée «fermée» de l'interrupteur constante et faire varier la fréquence.
- Maintenir la durée «ouvert» de l'interrupteur constante et faire varier la fréquence.
- Maintenir la fréquence constante et faire varier le rapport «fermé/ouvert».

Un filtre, habituellement de type LC, est utilisé pour moyenner la tension vue à son entrée et pour fournir cette tension à la charge.

Puisque le transistor est soit saturé ou soit en coupure, la puissance perdue dans l'élément de contrôle est minimale.

Pour cette raison, le régulateur à commutation devient particulièrement attrayant pour les applications exigeant de grandes tensions différentielles entre l'entrée et la sortie ou de grands courants de charge.

Les principales configurations pour ce type de régulateur sont:

- Step-down
- Step-up
- Invert
- Flyback
- Push-pull

2 - SPECIFICATIONS DES ALIMENTATIONS

Au départ, les spécifications exigées étaient les suivantes:

Tension	Courant	Régulation		
		Charge	Entrée	
+ 15V	1A	0.01%	0.01%	→ source tension
- 15V	1A	0.01%	0.01%	→ " "
+3.5V	0.9A	-	-	→ " "
+25.0V	5MA	0.01%	0.01%	→ " "
0-15V	0-5A	0.1%	0.1%	→ source courant

- Le + 3.5 volts ne servant qu'à alimenter des lampes au tungstène, n'exige pas de régulation sévère.
- Le $\pm$ 15 volts sert en grande partie à polariser des amplificateurs opérationnels.
- Le + 25 volts et le - 15 volts fournissent chacun 5 ma dans un circuit exigeant une forte régulation et une grande stabilité à long terme et en fonction de la température.
- La source de courant contrôlée en tension exige une assez grande régulation et stabilité pour éviter les oscillations dans le circuit de rétro-action où elle sera placée, qui provoquerait une ondulation de courant dans l'élément réfrigérant à effet Peltier. Cet élément très dispendieux, surchauffe si soumis à de l'ondulation.
- Des circuits de protection en court-circuit et surtension doivent être étudiés.
- Les charges à alimenter peuvent être éloignées d'où difficulté probable à obtenir une bonne régulation. La technique de télémesure de tension sera étudiée dans ce cas.

2.1 - ETUDE PRELIMINAIRE

Le - 15 volts devant être très stable seulement pour une très petite portion du circuit à alimenter qui n'exige qu'un faible courant, il est alors plus simple d'avoir une alimentation séparée de celle des amplificateurs opérationnels.

En effet, plus la puissance à fournir est grande, plus la régulation est difficile et coûteuse à obtenir. On est donc placé devant la situation suivante:

+ 3.5V; 0.9A - réalisable facilement
+15.0V; 1.0A - bonne stabilité ($\pm$ 15V)
-15.0V; 1.0A - disponible commercialement

Grâce au taux de réjection des alimentations assez élevé des amplificateurs opérationnels, une régulation moyenne des $\pm$ 15V n'affecte pratiquement pas la stabilité des circuits basés sur ces amplificateurs.

+ 25V; 5MA
- Excellente stabilité

- 15V; 5MA
- Réalisable par l'utilisateur si le design est soigné et pièces de qualité.
- Difficile, voire impossible à trouver commercialement dans un seul bloc (+ 25V surtout).

Il n'y a pas de blocs d'alimentation commerciaux pouvant fournir toutes ces tensions avec ces spécifications.

Si on réalise le tout nous-mêmes, on peut songer à utiliser un seul transformateur avec une tension au secondaire assez élevée à partir duquel serait générées les hautes et les basses tensions désirées.

Contre-indications :
- Aucun transformateur sur le marché ne peut fournir suffisamment de courant à la tension minimale requise au secondaire à moins d'utiliser un transformateur d'isolation dont la tension au secondaire vaut 115 V.A.C.
  - → Trop grande tension entre le collecteur et l'émetteur des transistors.
  - → Surchauffe inutile
  - → Grande chaleur dissipée
  - → Durée de vie abrégée.
  - → Stabilité en température compromise.

* - Si on en commande un sur mesure avec un seul secondaire

  ⇒Même problème de surchauffe pour les transistors du $\pm$ 15V, + 3.5V même si la tension au secondaire est optimale pour le + 25V (elle ne l'est que pour cette valeur).

* - Si on en commande un sur mesure avec plusieurs secondaires fournissant les tensions optimales.

  ⇒ Idéal au point de vue espace occupé, chaleur générée, etc.

* Dans ces 2 cas, la démarche est illogique car on ne fait de commandes spéciales que pour des appareils ayant dépassé l'étape du prototype et destinés à la fabrication en série, ce qui n'est pas encore le cas présentement.

  Donc maintenant, on ne peut se retrouver qu'avec plusieurs transformateurs, i.e. plus d'un bloc d'alimentation.

Etant donné que les contraintes du circuit de régulation gouvernent le calcul de l'étage d'entrée, il est plus facile de débuter le travail à partir de la charge et d'aller à rebours jusqu'au transformateur.

Avant d'entreprendre l'étude détaillée de chacune des alimentations, la section 2.2. explique ce qu'il faut savoir dans le calcul de l'étage d'entrée d'un régulateur ainsi que la procédure de calcul utilisée pour la réalisation de toutes les alimentations discutée dans le présent rapport.

2.2 - CALCUL DE L'ETAGE D'ENTREE A FILTRE CAPACITIF

2.2.1 - Les configurations transformateur/rectificateur

Cette procédure est tirée de 'The Voltage Regulator Handbook' de Texas Instruments Inc., Chapitre 7.

L'étage d'entrée d'une alimentation est composée de 3 sections de base: (voir fig. 6)

1) Le transformateur.

2) Le rectificateur.

3) Et le filtre.

Les 2 premières sections sont partiellement dépendantes l'une par rapport à l'autre. Les configurations les plus communes du transformateur et des circuits de rectification associés sont illustrées à la fig. 7

Chaque configuration a son application. Le circuit demi-onde est utilisé dans les applications à bas courant puisque la seule diode rectificatrice fait passer le courant total et que l'efficacité de la conversion est moins de 50%.

Les configurations pleine onde sont utilisées pour les applications à plus haut courant avec la version à prise médiane dédiée aux applications basse tension. Les formes d'onde à la sortie de chacun de ces circuits sont illustrées sur la même figure.

Avant de débuter, le calcul de l'étage d'entrée et du filtre associé, la tension, le courant et les limites acceptables d'ondulation pour la charge doivent être pleinement définies. La charge, quand c'est l'étage d'entrée qui est concernée,

est le circuit de régulation lui-même. Donc, les exigences d'entrée du circuit de régulation lui-même deviennent les conditions gouvernantes.

2.2.2. - Filtre Capacitif

L'approche la plus pratique pour le calcul d'un filtre capacitif demeure celle graphique présentée par Schade en 1943. Les courbes des fig. 8 à 11 contiennent toute l'information nécessaire pour les circuits pleine onde (full-wave) et demi-onde (half-wave).

Les figures 8 et 9 montrent le rapport de la tension V_c de sortie à la tension crête d'entrée V_{pk} en fonction de WCR_L pour des signaux rectifiés demi-onde et pleine onde respectivement.

Dans le cas pleine onde, la réduction de tension diminue quand WCR_L augmente ou que le rapport R_s/R_L diminue. Contrairement aux impressions initiales, minimiser le taux de réduction peut s'avérer néfaste au design optimum du circuit. Une réduction exagérée nécessite une réduction dans le rapport R_s/R_L pour un WCR_L donné. Ceci résulte en un rapport courant crête à courant moyen à travers les diodes plus élevé. (voir fig. 10). De plus et probablement de plus d'importance, cela augmente le courant de pointe subit par le rectificateur pendant la mise sous tension de l'alimentation. Ici, il faut réaliser que le condensateur se comporte comme un court-circuit à l'allumage et que le courant n'est alors limité que par la résistance série R_s.

$$I \text{ pointe} = \frac{V \text{ sec (Pk)}}{R_s}$$

Dans le but de limiter le courant de pointe, une résistance additionnelle est souvent requise en série avec chaque rectificateur. Donc un compromis doit être fait entre la réduction de tension et la limite de courant du rectificateur.

La pointe de courant instantanée est $V_{(pk)}/R_s$. La constante de temps (τ) est:

$$\tau \equiv R_s C$$

Il y a une règle du pouce qui dit que la pointe de courant n'endommagera pas le rectificateur si

$$I \text{ pointe} < I_{\text{peak diode}} \text{ MAX et que } \tau < 8.3 \text{ MSEC}$$

La fig. 11 montre la relation entre le facteur d'ondulation R_f, WCR_L et R_s/R_L. R_f est le rapport de la valeur RMS de la composante d'ondulation de la tension de sortie exprimée en pourcentage de la valeur absolue de la tension DC de sortie.

2.2.3 - Procédure de calcul (référence fig. 12)

A - Définir les exigences connues du circuit de régulation (ce circuit peut être un régulateur commercial comme le LM317 ou autre).

$V_c = V_{in}$ (reg)

$R_f = \frac{v_{in}}{V_{in}}$

$I_{out} = I_{load(reg.)}$

F = Fréquence du secteur

B - Déterminer V_c. Le choix de V_c peut être aléatoire ou influencé par les spécifications du circuit de régulation.

La première approximation de la bande de V_c acceptable est définie par:

$V_{c\ MAX} \leq$ La tension maximale d'entrée du circuit de régulation moins (-) la tension crête d'ondulation du filtre.

$V_{c\ MIN} \geq$ La tension minimale d'entrée du circuit de régulation plus (+) la tension crête d'ondulation du filtre.

C - Fixer V_{pk} à ou près de la limite de $V_{c\ MAX}$ en tenant compte des variations de la ligne (secteur).

D - Calculer le facteur de ripple (rf) acceptable.

$$rf = \frac{\nu_{in}}{V_{in}}$$

où: V_{in} = La tension d'entrée CC du circuit de régulation.

ν_{in} = La valeur RMS de la composante d'ondulation de la tension d'entrée permise à l'entrée du circuit de régulation.

$$\nu_{in} = \frac{\nu_{in\ (p-p)}}{2\sqrt{2}}$$

$\nu_{in\ (p-p)}$ = La valeur crête à crête de la composante d'ondulation de la tension d'entrée.

$$\nu_{in\ (p-p)} = V_{out\ (p-p)} \cdot RR$$

$\nu_{out\ (p-p)}$ = La valeur crête à crête de la composante d'ondulation de la tension de sortie.

RR = Le facteur de réjection d'ondulation du circuit de régulation

$$R_f = \frac{V_{out\ (p-p)} \cdot RR}{V_{in} \cdot 2\sqrt{2}}$$

E - Calculer la réduction de tension du filtre.

$$\text{Réduction de tension} = \frac{V_{in}}{V_{pk}}$$

F - De la fig. 11, déterminer la bande de WCR_L pour des variation de 0.1% à 30% de R_s/R_L.

G - De la fig. 8 ou 9 (dépendamment laquelle s'applique), rétrécir la bande de R_s/R_L pour la valeur de réduction de tension calculée ci-haut.

H - Avec la bande rétrécie de R_s/R_L, référer de nouveau à la fig. 11 pour définir davantage la bande acceptable de WCR_L.

Plusieurs itérations impliquant les fig. 8 ou 9 et 11 peuvent être nécessaires pour trouver une solution exacte pour R_s/R_L et WCR_L qui satisfasse les graphiques des fig. 8, 9 et 11.

I - Une fois que WCR_L et R_s/R_L ont été déterminés, calculer R_L :

$$R_L = \frac{V_{in\ (reg.)}}{I_{load\ (reg.)}}$$

J - Calculer W:

$$W = 2\pi F$$

K - Déterminer C :

$$C = \frac{WCR_L}{WR_L}$$

L - Trouver la résistance série requise :

$$R_s = \left(\frac{R_s}{R_L}\right) \cdot R_L$$

M - Déterminer les courants de conduction crête et RMS à être subis par les diodes du rectificateur à partir de la fig. 10 :
où

$$I_{f(av)} = I_{load\ (reg)} \quad \text{(pour circuit 'half wave')}$$

$$I_{f}(av) = \frac{1}{2} I_{load\ (reg)} \quad \text{(pour circuit 'full wave')}$$

N - Déterminer le courant de pointe à être toléré par ces mêmes diodes:

$$I\ pointe = \frac{V_{pk}}{R_s}$$

O - Déterminer la tension crête inverse du circuit de rectification (diodes)

$$P\ I\ V = V_{pk} \text{ pour un pont de diodes}$$

$$P\ I\ V = 2V_{pk} \text{ pour les autres configurations}$$

P - Vérifier que la réduction de tension du filtre (V_{pk}) et que la tension d'ondulation dans le pire cas font que la tension de sortie (V_c) satisfait les exigences de tension d'entrée du circuit de régulation.

$$(V_{pk} + \Delta V_{line})\ K_f + \nu_{in\ (pk)} \leq V_{in\ max} \quad \text{(circuit de rég.)}$$

$$(V_{pk} - \Delta V_{line})\ K - \nu_{in\ (pk)} \geq V_{in\ min} \quad (\ ''\ \ ''$$

où :

ΔV_{line} = Variation de V_{pk} causée par une variation du secteur.

K_f = Réduction de tension du filtre exprimée en %

ν_{in} = La valeur peak de la composante ripple de la tension d'entrée.

Q - Calculer la valeur de la tension RMS au secondaire du transformateur:

$$V_{sec\ (RMS)} = \frac{V_{pk} + V_{rect}}{\sqrt{2}}$$

où:

V_{rect} = 2 $V_{forward}$ (rectificateur) pour un pont de diodes ($\approx$ 2 V)

V_{rect} = 1 $V_{forward}$ (rectificateur) pour les autres circuits ($\approx$ 1 V)

R - Trouver la résistance du secondaire:

R_s est la résistance totale du secondaire du transformateur et de résistance externe additionnelle dans le circuit d'entrée.

S - Le courant RMS au secondaire est:

pour circuit demi-onde et pleine onde $\equiv I_{f\ (RMS)}$

pour pont de diodes $\equiv \sqrt{2}\ I_{f\ (RMS)}$

T - Déterminer le nombre de VA requis au transformateur :

Circuit demi-onde $\equiv V_{sec\ (RMS)}\ I_{f\ (RMS)}$

Circuit pleine onde $\equiv 2\ V_{sec\ (RMS)}\ I_{f\ (RMS)}$

Circuit pont de diodes $\equiv \sqrt{2}\ V_{sec\ (RMS)}\ I_{f\ (RMS)}$

* $I_{f\ (RMS)}$ est le courant RMS trouvé à l'étape M .

3 - <u>ALIMENTATION DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS</u> ($\pm$ 15 volts; 3 ampères)

On a vu précédemment que ces 2 tensions servaient à alimenter des amplificateurs opérationnels et que le taux de réjection des alimentations permettait une excellente précision même avec une régulation moyenne de $\pm$ 15 volts.

Dans le cas qui nous intéresse ici, les amplificateurs opérationnels utilisés sont des TL071 de Texas Instruments Inc. Leur taux de réjection minimal vaut 70 DB.

On peut donc calculer le facteur d'atténuation et la variation produite à la sortie de l'ampli. pour une variation donnée de ses tensions d'alimentation.

Le facteur d'atténuation est calculé de la façon suivante:

$$PSSR\ (DB) = 20\ LOG_{10} \left(\frac{V_2}{V_1}\right)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = 10^{\frac{PSSR}{20}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = 10^{\frac{70}{20}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = 10^{3.5}$$

$$\frac{V_2}{V_1} \approx 3162$$

Donc si la variation des $\pm$ 15 V vaut ΔV, la variation reproduite à la sortie vaut $\Delta V/3162$ (ceci n'est vrai que pour des variations relativement lentes des alimentations et ne tient pas pour les transitoires rapides qui doivent être éliminées d'une autre façon avec des écrêteurs de transitoires «transient supressors» et/ou avec des filtres EMI connectés directement entre le secteur et le primaire du transformateur de l'alimentation concernée).

A l'aide des caractéristiques de l'alimentation sélectionnée on peut calculer maintenant l'effet produit à la sortie (les spécifications globales sont fournies un peu plus loin).

Les caractéristiques qui nous intéressent pour ce calcul sont:

Régulation d'entrée (de ligne) : 0.05% sur la plage 105-125 V_{ac}

Régulation de charge: 0.1% de sans charge à pleine charge

Bruit et Ondulation : 3 MV crête à crête

Coefficient de température : 0.02% /°C MAX

On calculera chacune de ces contributions pour finalement les additionner pour voir le pire des cas.

Contribution due aux variations de la ligne

0.05% x 15 volts = 0.0075V

Contribution due aux variations de la charge

0.1% x 15 volts = 0.015V

Contribution due à l'ondulation.

0.003V

Contribution due aux variations de température

(Notre milieu ambiant peut voir des variations allant de 0°C à + 40°C)

⇒ 0.02%/°C donne:

0.02% x 40°x 15V = 0.12V

TOTAL = 0.0075
+ 0.015
+ 0.003
+ 0.12

0.2455V

Résultat que l'on doit multiplier par 2 car il y a 2 alimentations par amplificateur opérationnel ($\pm$ 15 volts).

Variation totale des alimentations= 0.491 volt

L'effet reproduit à la sortie des ampli. est :

$\frac{0.491}{3162} \approx 0.00016$ volt = 0.16 mv ce qui est très acceptable d'autant plus que ce résultat représente le pire des cas.

Bien sûr, ce résultat représente seulement la contribution des alimentations et ne tient pas compte des autres caractéristiques des amplificateurs opérationnels.

Trois (3) ampères représentent une sécurité car cette source sera dans un milieu dont la température ambiante peut varier de 0°C à+40°C et même plus. La puissance

disponible diminue avec l'augmentation de température et aussi nos prototypes sont sujets à modifications, donc peuvent nécessiter un surplus de puissance dans le futur.

On peut noter ici qu'il était possible d'acheter une source + 5V, + 15V et qu'on aurait pu dériver le + 3.5V (0.9A)

à partir du + 5V. On ne l'a pas fait car à ce moment, il aurait fallu acheter le modèle GFOF 3T-A dont les spécifications sont les suivantes:

5V/12A; 12-15V/3.4A; 12-15V/3.4A

On aurait payer pour un surplus de puissance inutile sur le + 5 volts et aussi un surplus de poids.

Il est donc plus avantageux de fabriquer cette alimentation nous-mêmes étant donné qu'il n'est pas nécessaire d'avoir une très grande régulation.

3.1 - SPECIFICATIONS DE L'ALIMENTATION $\pm$ 15 VOLTS

Compagnie: Hammond Electronics Ltd.
Model : GFOF 2DA OVP 1-15 OVP 1-(-15)
Spécifications:

Input : 105-125 VAC/210-250 VAC (user selectable)
47-63 HZ

Line regulation : 0.05% over entire operating range.

Load regulation : 0.1% for no load to full load current.

Output ripple and noise: 1 MV RMS/3MV peak-to-peak typical.

Remote sensing : Yes

Transient response	:	No overshoot or undershoot on turn-on, turn-off.
Overload protection	:	Foldback current limited, self-restoring.
Temperature co-efficient	:	0.02%/°C, 0.002%/°C typical.
Over voltage protection	:	Yes, options OVP 1 - 15 OVP 1 - (-15)
Cooling	:	Convection cooled
Isolation	:	Floating outputs must not exceed 500 VDC to ground.
Ambient operating temp.	:	Full rating from 0°C to 50°C. Derate to 50% full rating à 70°C.
Mounting	:	Multi-surface mounting with 8-32 captive hardware.
Package size	:	See fig. 13
Construction	:	Heavy Guage aluminum.
Finish	:	Clear anodized aluminum.
Output 1	:	12 - 15V / 3 A
Output 2	:	12 - 15V / 3 A
Cost	:	≈ $170.

4 - ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTENE (3.5V; 1.16A)

4.1 - ETUDE PRELIMINAIRE

Les spécifications de la lampe sont fournies en appendice:

L 1024 : 3.5 volts; 0.580 ampère

Le circuit à concevoir étant susceptible d'alimenter 2 lampes au tungstène, la spécification courant à fournir est donc double.

Une recherche préliminaire fut menée afin de trouver une alimentation commerciale O.E.M. pouvant rencontrer nos spécifications. La compagnie Hammond offre le modèle GFOF M2-6 qui est ajustable de 2 à 6 volts et peut fournir 1 ampère. Le courant est un peu serré et de plus, cette alimentation n'offre pas le 'remote sense', cette caractéristique essentielle quand la charge à alimenter est à une distance non-négligeable comme c'est le cas ici (L'alimentation sera à environ 25 pieds de la lampe).

On peut aussi penser à dériver cette tension du + 5 volts qui sera disponible pour alimenter la section logique de la carte des capteurs infra-rouge. Ceci implique la conception d'une circuiterie électronique à laquelle ne manquerait que l'étage de rectification et de filtration. De plus, le transistor tampon nécessaire pour absorber la différence entre le 5 volts et le 3.5 volts n'aurait pas assez de tension appliquée entre le collecteur et l'émetteur (1.5 volts seulement sans tenir compte de la perte de tension dans le cable de 25 pieds) pour fournir le courant requis.

Donc on a à concevoir cette alimentation du début à la fin. Toutefois, on commencera par la fin, procédure normale qui permet de ne faire les calculs qu'une seule fois.

4.2 - DESCRIPTION DETAILLEE DU REGULATEUR DE L'ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTENE

On peut se référer tout de suite au schéma final (fig.14) pour suivre l'explication du circuit:

Le réseau T_2, D_3, R_4 sert uniquement comme protection de court-circuit. La tension aux bornes de R_4 ne pouvant jamais dépasser la tension de D_3 plus la tension base-émetteur de T_2, le courant maximum dans la charge (sans tenir compte du faible courant passant dans le collecteur de T_2 qui lui, est limité par R_3) est:

$$I_{load\ max} = \frac{V_{be\ (T_2} + V_{(D_3)}}{R_4}$$

$$I_{load\ max} = \frac{0.6V + 0.6V}{1\Omega}$$

$$I_{load\ max} = 1.2 \text{ Ampère}$$

Le coût de la lampe au tungstène ne justifie pas un circuit de protection en surtension. Par contre, advenant un accident, tel le contact d'une tension plus élevée avec la lampe, cette dernière serait probablement détruite mais non l'électronique, dû aux diodes D_3, D_2 et D_1 qui protègent leur transistor respectif. La tension inverse que peut prendre la jonction base-émetteur d'un transistor est d'environ de 5 à 7 volts. Les 1N914 sont spécifiées pour 75 volts.

Dû à l'existence du réseau formé par T_1 et R_3, lorsqu'il y a court-circuit le courant passant dans R_3 ne provient pas de l'ampli. A d'où protection supérieure.

Donc l'élément de contrôle est formé ici par D_1, T_1, D_2, R_3, et T_3.

L'élément de comparaison est le 741; l'élément de référence est VR (AD1403A) et l'élément d'échantillonnage est formé par le réseau R_5, R_6 et P.

La tension de sortie V_o est donnée par:

$$V_o = VR \cdot \frac{\left[\left(R_6 + P\right) + R_5\right]}{\left(R_6 + P\right)}$$

Pour pouvoir trouver les valeurs des composantes requises pour l'étage d'entrée (filtre, rectificateur et transformateur), il faut d'abord déterminer la tension minimale requise pour que le circuit de régulation venant juste d'être étudié, fonctionne sans problème.

On a 3.5 volts aux bornes de la lampe. A cette tension, il faut ajouter la chute de tension dans le câble de 25 pieds qui amène le courant de 1 ampère qui ne devrait pas, normalement dépasser 0.5 volt.

A ce 4 volts, on doit ajouter 1.2 volts existant aux bornes de R_4 pour se retrouver à 5.2 volts à l'émetteur de T_3.

D'après les spécifications du TIp 642, la tension V_{be} de celui-ci est d'environ 2 volts, donc il y a 7.2 volts entre D_2 et la base de T_3 par rapport au commun.

À l'émetteur de T_1 on doit donc avoir 7.2 + 1 = 8.2 volts.
la pin 6 de l'ampli. on a 8.2 - (0.6 + 0.6) = 7 volts.

Pour pouvoir fournir 7 volts à sa sortie, un 741 doit être alimenté avec au moins 1 à 2 volts de plus, ce qui donne 9 volts. Cette tension assure aussi une différence de potentiel de 0.8 volt aux bornes de R_3, donc un courant de 0.8 MA, ce qui est suffisant pour commander le TIp 642 dont le h_{FE} est d'environ 2500 quand I_c= 1 ampère

$$I_B = \frac{I_c}{2500} = 0.4MA$$

Donc, la tension minimale que doit pouvoir fournir l'étage précédant le régulateur est

$V_{c\ min}$ = 9 volts.

(Voir la section appropriée pour le calcul complet de l'étage d'entrée).

Le transistor de puissance T_3 requiert un dissipateur pour l'aider à dissiper la puissance à ses bornes qui peut être de

$P = V.I$

$P = (20-5.2) \times 1.2A_{Max}$ (20 volts est une valeur max. mesurée lorsque le secteur vaut 140 volts.)

$P \approx 18$ watts

En cas de court-circuit, la puissance sera encore plus élevée, soit

$P = \left[20 - (5.2 - 3.5)\right] \times 1.2$

$P \approx 22$ watts

D'après la courbe de dissipation de puissance en fonction de la température du boitier (voir fig. 9, p. 5-436 de 'The Power Semiconductor Data Book' de Texas Instruments) :

À 22 watts $\Rightarrow$ $T_{C\ max} \approx 185°C$

Si on permet au case d'atteindre cette température sans la dépasser, tout en sachant que la température ambiante permise dans notre cas est de 40°C, on a :

$\Delta°C$ permis = 185°C - 40°C

$\Delta°C = 145°C$

La capacité du dissipateur doit être:

$$\frac{\Delta°C}{P} \leq \frac{145°C}{22W}$$

$$\frac{\Delta°C}{P} \leq 6.6°C/W$$

Ici nous disposons des dissipateurs suivants:

THM 6003B-2 (5°C/W)

THM 6421B-2 (0.8°C/W)

Le 1er a été essayé à T_A= 25°C et a rempli son rôle avec succès, mais si on veut prolonger la vie du TIp 642 et éliminer des frais de maintenance, le second est de beaucoup préférable.

Avec le second, on peut s'attendre à une température de case de:

$$T_C = T_{A\ max} = \frac{\Delta°C}{P} \times P$$

$T_C = 40° + 0.8 \times 22$

$T_C \approx 58°C$

On choisit la configuration pleine onde par un pont de diodes pour le circuit de rectification.

Si l'ondulation acceptable est de

$$V_{out\ (p-p)} = 0.5MV$$

$$\Rightarrow \nu_{in\ (p-p)} = 0.5MV \times 5623$$

$$\nu_{in\ (p-p)} = 2.8\ V$$

$$\nu_{in\ (pk)} = 1.4\ V$$

$$\nu_{in} = \frac{1.4}{2\sqrt{2}}$$

$$\boxed{\nu_{in} \approx 0.5V\ RMS}$$

B - On a vu lors de l'étude du régulateur lui-même que $V_{c\ min} = 9$ volts.

Comme cette valeur de V_c doit être valable même si le secteur est à son minimum acceptable 90 V_{RMS}, on peut alors calculer aisément par une règle de 3, le maximum pour V_c lorsque le secteur est à son maximum acceptable $\left(130\ V_{RMS}\right)$

$$V_{c\ max} = \frac{130}{90} \times 9$$

$$V_{c\ max} = 13\ volts$$

$$V_{in\ min} + \nu_{in(pk)} < V_c < V_{in\ max} - \nu_{in(pk)}$$

$$9 + 1.4 < V_c < 13 - 1.4$$

$$10.4\ V < V_c < 11.6$$

Choississons

$$\boxed{V_c = 11V}$$

On choisit la configuration pleine onde par un pont de diodes pour le circuit de rectification.

Si l'ondulation acceptable est de

$$V_{out\ (p-p)} = 0.5MV$$

$$\Rightarrow \nu_{in\ (p-p)} = 0.5MV \times 5623$$

$$\nu_{in\ (p-p)} = 2.8\ V$$

$$\nu_{in\ (pk)} = 1.4\ V$$

$$\nu_{in} = \frac{1.4}{2\sqrt{2}}$$

$$\boxed{\nu_{in} \approx 0.5V\ RMS}$$

B - On a vu lors de l'étude du régulateur lui-même que $V_{c\ min} = 9$ volts.

Comme cette valeur de V_c doit être valable même si le secteur est à son minimum acceptable 90 V_{RMS}, on peut alors calculer aisément par une règle de 3, le maximum pour V_c lorsque le secteur est à son maximum acceptable $\left(130\ V_{RMS}\right)$

$$V_{c\ max} = \frac{130}{90} \times 9$$

$$V_{c\ max} = 13\ volts$$

$$V_{in\ min} + \nu_{in(pk)} < V_c < V_{in\ max} - \nu_{in(pk)}$$

$$9 + 1.4 < V_c < 13 - 1.4$$

$$10.4\ V < V_c < 11.6$$

Choississons

$$\boxed{V_c = 11V}$$

C - Fixons

$V_{(pk)} = 11.6V$

D - $r_F = \frac{v_{in}}{V_{in}}$

$r_F = \frac{0.5V_{RMS}}{11V} \times 100\%$

$r_F = 4.5\%$

E - Réduction de tension = $\frac{V_c}{V_{(pk)}} = \frac{11}{11.6} \times 100\%$

Réduction de tension = 95.0%

F - De la fig. 11:

$11 < WCR_L < 17$ pour $0.1\% < R_s/R_L < 30\%$

et $r_F = 4.5\%$

G - De la fig. 9:

$0.05\% < R_s/R_L < 0.1\%$ pour $\frac{V_c}{V_{(pk)}} = 95\%$

et $11 < WCR_L < 17$

H - En se référant de nouveau à la fig. 11:

pour | $R_s/R_L = 0.1\%$ | | $WCR_L = 16$ |

$$I - R_L = \frac{V_{in(reg)}}{I_{load(reg)}} = \frac{11}{1.0} = 11.0\ \Omega$$

$$\boxed{R_L = 11.0\ \Omega}$$

$$J - W = 2\pi F = 2\pi \times 60$$

$$W = 377\ \text{Rad/sec}$$

$$K - C = \frac{WCR_L}{WR_L} = \frac{16}{377 \times 11} \simeq 3800\ \mu F$$

$$L - R_s = \left(\frac{R_s}{R_L}\right) \cdot R_L = 0.1\% \times 11\ \Omega$$

$$\boxed{R_s = 0.01\ \Omega}$$ négligeable

$$M - I_F\ (AV) = \frac{1}{2} \times 1A = 0.5A$$

De la fig. 10 :

$$\frac{I_F\ (RMS)}{I_F\ (AV)} = 3$$

$$\Rightarrow \boxed{I_F\ (RMS) = 1.5A}$$

$$\frac{I_F\ (pk)}{I_F\ (AV)} = 14$$

$$\boxed{I_F\ (pk) = 7\ A}$$

N - I pointe $= \frac{V_{pk}}{R_s} = \frac{11.6}{0.01} = 1160$ A

De toute façon R_s ne peut pas valoir 0.01 Ω à cause de la résistance interne des diodes du pont de diodes à laquelle s'ajoute la résistance interne du transformateur.

O - PIV $= V_{pk} = 11.6$V

PIV = 11.6V

P - $\left[11.6 + 0\right]$ $0.95 + 1.4 \leq 13$

$12.42 < 13$

$\left[11.6 - 0\right]$ $0.95 - 1.4 \geq 9$

$9.62 > 9$

Q - $V_{sec\ (RMS)} = \frac{11.6 + 2}{\sqrt{2}}$

$V_{sec\ (RMS)} = 9.6$ volts

$V_{sec\ (RMS)} \simeq 10$ volts

R - $R_{secondaire} < R_s + 2\,R_{s(rect)} + R_{s(cap)}$

Pas d'importance pour nous vu que R_s calculé est trop petit.

S - $I_{sec\ (pk)} = \sqrt{2}\ I_{F\ (RMS)} = \sqrt{2} \times 1.5$

$I_{sec\ (pk)} = 2.12$ A

$T - VA = \sqrt{2} \cdot V_{sec\ (RMS)} \cdot I_{F\ (RMS)}$

$VA = \sqrt{2} \cdot 10 \cdot 1.5$

$VA = 21.2\ VA$

Donc on a besoin d'un transformateur et de composantes avec les spécifications suivantes:

Transfo : 10 V_{RMS} ; 2 A

R_s : -

C : 3800 μF

Diodes : 2 A ; 12 V (Min)

Les composantes utilisées après les tests:

Transfo	: 12.6 V_{RMS} ; 4A (167N12 Hammond)
Fusible	: 1.5A SLO-BLO
Pont diodes	: 25A; 1000 V (250JB10L de IR)
R_s	: 1 Ω 5% 5ω
C	: 5600 μF 25V (Mallory CGS 562 V025BD1)
Transient suppressor	: 22V (1.5 KE 22A) (MO-SORBS de Motorola)

4.4 - LISTE DES COMPOSANTES DE L'ALIMENTATION 3.5V; 1.2A DES LAMPES AU TUNGSTÈNE

	Type	Coût
Fusible		
F	Slo-Blo 1.5A	

	Type	Coût
Transformateur		
TR	167N12 (Hammond) 12.6 V c.t. 4 A	
Transient Suppressor		
TS	1.5KE22A (22V) MO-SORBS de Motorola	
Pont de diodes		
DB	250JB10L (25A; 1000 V) De I_R	
Condensateur		
C	CGS562U025BD1 (5600 μF; 25 V) De Mallory	
Amplificateur Opérationnel		
A	741 (plusieurs compagnies)	
Voltage de référence		
VR	AD1403A (2.5V) (De analog devices)	
Transistors		
T_1	2N3906	
T_2	2N3904	
T_3	TIp 642	

	Type	Coût
Diodes		
D_1, D_2, D_3	IN914	
RESISTANCES		
R_1	1 Ω (5% 5 W)	
R_2	2,7 KΩ (5% 1/2 W)	
R_3	1 KΩ (5% 1/2 W)	
R_4	1 Ω (5% 5 W)	
R_5	20KΩ (5% 1/4 W)	
R_6	39KΩ (5% 1/4 W)	
Potentiomètre		
P	25KΩ	
Dissipateur		
(pour T_3)	THM 6421 B-2 (0.8°C/W)	

5 - ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE (+25V, -15V; 15 MA)

5.1 - ETUDE PRELIMINAIRE

Cette alimentation doit avoir une régulation de 0.01% au niveau de la ligne et de la charge ainsi qu'une très bonne stabilité en température.

Il n'est pas possible de trouver des régulateurs commerciaux avec toutes ces caractéristiques.

Il faut donc concevoir nous-mêmes le circuit et on a à choisir au départ quel type de régulateur convient le mieux à nos besoins.

On peut éliminer tout de suite le type à commutation car:

- La puissance requise ici est faible
- Risque élevé de rayonnement électromagnétique (difficile à minimiser)
- Circuiterie complexe
- Temps de développement élevé

Le type parallèle apparait intéressant mais d'après l'expérience acquise avec de tels régulateurs commerciaux tels les TL491, la performance laisse à désirer et il est probablement plus sûr de faire les premières analyses avec le type série (les meilleurs régulateurs commerciaux à faible puissance sont de ce type.)

On peut se référer de nouveau à la fig. 3 pour avoir une idée du régulateur série de base. Comme on peut

s'en douter, ce n'est qu'un schéma de principe et en réalité ce n'est rien d'autre qu'un amplificateur non-inverseur avec un étage tampon de courant à la sortie et avec comme signal d'entrée, une tension de référence. Si on omet l'étage tampon , on a simplement le circuit de la fig. 15.

Le circuit de la fig. 15 est à la base des circuits finaux utilisés dans les alimentations + 25V, et -15V.

La précision et la stabilité de ce circuit dépendent de la tension de référence, de l'amplificateur opérationnel et des résistances R_1 et R_2.

Tension de référence : disponible commercialement stable

Amplificateur opérationnel : " " "

R_1 et R_2 : leur valeur dépend de la tension de référence utilisée. Si on utilise une résistance variable dans le circuit, la stabilité est complètement dégradée car les résistances variables ne sont pas suffisamment stables en température pour nos besoins.

Si on utilise 2 résistances fixes, le gain n'est pas ajustable et il est très dispendieux et long d'avoir les valeurs justes et on n'est pas assuré d'avoir une bonne dérive relative au niveau de la valeur d'une résistance par rapport à celle de l'autre,(paramètre le plus important). Un réseau de résistances apparaît une meilleure solution mais malheureusement la stabilité absolue et relative des réseaux normalisés n'est pas suffisante. Il est toutefois possible d'avoir un réseau selon nos normes

avec des compagnies telles que Vishay ou Caddock, mais les frais d'ingénierie sont d'environ $500. sans compter le coût des résistances elles-mêmes.

Le meilleure solution dans notre cas est d'utiliser le réseau de résistances déjà présent dans un convertisseur numérique/analogique de type multiplicateur. Les résistances sont de type à couches de film minces fabriquées de façon à minimiser les variations de gain du convertisseur, donc, elles sont à dérive relative très petite.

Les problèmes à surmonter pour utiliser un N/A dans notre application sont au nombre de 2. Un N/A s'utilise normalement pour atténuer une tension de référence. Ici, on doit amplifier car la plus grande valeur de tension de référence disponible est égale à + 10 volts (ou - 10V) ceci est quand même prévu par le manufacturier. Le 2^{e} problème est de ne pas dépasser 25 volts de tension appliquée dans ce circuit.

Avec notre alimentation de + 25 volts, on se retrouve à la limite et il est trop risqué de passer outre aux recommandations du manufacturier. Donc, il faudrait trouver une façon d'avoir une marge raisonnable.

Mais tout d'abord, il faut se familiariser avec la configuration normale et voir de quoi il en retourne.

A la figure 16, est illustré le diagramme fonctionnel d'un DAC. La fig. 17 montre un DAC en mode normal unipolaire et la fig. 18 en mode normal bipolaire.

Quand le convertisseur est connecté dans sa configuration normale comme celle de la fig. 17, la fonction de transfert est:

$$V_{out} = \left(-V_{ref} \frac{A_1}{2^1} + \frac{A_2}{2^2} + \frac{A_3}{2^3} + \ldots + \frac{A_{12}}{2^{12}} \right)$$

où les coefficients A_x ont une valeur de 1 pour un bit 'on' et 0 pour un bit 'off'.

En connectant de DAC dans la boucle de rétroaction d'un amplificateur opérationnel comme dans la fig. 19, la fonction de transfert devient:

$$V_{out} = \left(\frac{-V_{in}}{\frac{A_1}{2^1} + \frac{A_2}{2^2} + \frac{A_3}{2^3} + \ldots + \frac{A_{12}}{2^{12}}} \right)$$

C'est une division d'une variable analogique (V_{in}) par un mot numérique. Quand tous les bits sont 'off', l'amplificateur sature à ses limites puisqu'une division par zéro n'est pas définie. Quand le bit le moins significatif (bit 12) est 'on', le gain est 4096. Quand tous les bits sont 'on', le gain est 1 ($\pm$ 1LSB).

Donc avec ce circuit, si V_{in} est positif, V_{out} peut varier de - V_{in} à la limite de saturation négative de l'ampli. Si V_{in} est négatif, V_{out} peut varier de $/V_{in}/$ à la limite de saturation positive de l'ampli.

Par exemple, si on veut + 25 volts et que l'on dispose d'une référence de + 10 volts ou de - 10 V (comme c'est notre cas), alors avec - 10 volts comme référence appliquée à la pin 18, on peut facilement obtenir + 25 V à la sortie V_{out} en programmant le DAC de façon appropriée.

Mais malheureusement, le manufacturier spécifie de ne pas appliquer plus de $\pm$ 25 V entre la pin 17 (V_{ref})

et le GND (pin 3). Donc on se retrouve à la limite absolue ce qui n'est pas du tout recommandable car il suffirait d'une erreur lors de la programmation pour détruire le circuit intégré.

Heureusement, il est possible de contourner cette limitation tout en la respectant.

Si on détaille le circuit de la fig. 19 au niveau du réseau de résistances et de l'amplificateur seulement, on a le circuit de la figure 20.

Il est à noter que la pin 3 (GND) est à être connectée au même potentiel que la pin 2 ($I_{out\ 2}$) dans ce type de configuration.

Pour respecter la limitation du manufacturier mentionnée précédemment, il suffit de connecter V_{in} à la pin 2 et la pin 3 et de connecter le 'ground' à la pin 18 pour obtenir la figure 21.

La façon la plus simple d'obtenir la fonction de transfert est par le raisonnement suivant:

Si V_{in} = + 10 volts, c'est donc dire que la pin 18 est à un potentiel négatif par rapport aux pins 2 et 3. Ce qui revient à dire qu'on est devant un circuit équivalent à avoir la pin 18 connectée à - 10 volts et la pin 2 et 3 connectée à la masse dont la fonction de transfert est la même que celle de la fig. 19 ou 20 (mais avec + V_{in} au lieu de - V_{in}) plus (+) V_{in}

$$V_{out} = \left(\frac{+ V_{in}}{\frac{A_1}{2^1} + \frac{A_2}{2^2} + \frac{A_3}{2^3} + \ldots + \frac{A_{12}}{2^{12}}} \right) + V_{in}$$

par exemple, si V_{in} = + 10 volts et que l'on veuille V_{out} = + 25 V comme c'est notre cas, il suffit de trouver le mot de programmation nécessaire pour que le ler terme soit égal à + 15 volts.

Avec cette configuration de circuit, V_{out} minimal = 2 . V_{in} et $V_{out\ max}$ = V_{in} + 25 volts (ou moins dépendamment de la limite de l'alimentation de l'amplificateur opérationnel utilisé) dans le cas V_{in} positif (si V_{in} = + 10 V $\Rightarrow$ + 20 V $\leq V_{out} \leq \approx$ + 30 V) V_{in} négatif (si V_{in} = - 10 V $\Rightarrow$ -30 V $\leq V_{out} \leq$ - 20 V)

Donc, on peut varier la tension par incrément de $\frac{(30-20)}{2^{12}} \approx$ 2.44 milli volt entre + 20 V et + 30 V (ou - 30 V et - 20 V) avec cette configuration.

Pour obtenir du - 15 volts, le circuit de la fig. 20 convient parfaitement si V_{in} = + 10 volts. Avec cette configuration -10 -15 $\leq V_{out} \leq$ - 10V

(ou limite de saturation négative de l'ampli.)

si V_{in} =-10 volts $\Rightarrow$ + 10 V$\leq V_{out} \leq$ +10 + 15

(ou limite de saturation positive de l'ampli.).

Il est à noter ici que la dérive relative du +25 volts versus le - 15 volts est minimisée si on utilise la même valeur de V_{in} pour les 2 circuits.

En résumé, le figures 22 à 24 montrent les différentes configurations à utiliser dépendamment de la valeur de tension à obtenir. (entre 0 et + 10 V; 0 et - 10 V; entre + 10V et + 20 V; entre -10 V et - 20 V; entre +20 V et + 30 V; entre - 20 V et - 30 V).

Pour l'alimentation de l'amplificateur opérationnel, un régulateur commercial 3 pins (LM317T) a été utilisé pour minimiser les variations de notre sortie (+ 25 volts) qui pourraient être dues aux variations lentes de la ligne. Cette section correspond au bloc #5 du bloc diagramme (voir fig. 25).

Un autre étage de régulation, grossière celle-là, représentée par le bloc #4, précède le bloc #5. Cet étage procure 2 avantages: il minimise davantage les variations de l'alimentation de l'ampli. Op. donc les variations de la tension que l'on veut régulariser; et, surtout, par le fait même, minimise la puissance dissipée dans le régulateur commercial qui ne peut pas prendre plus de 15 watts. Le régulateur grossier du bloc #4 étant conçu à partir de composantes discrètes beaucoup plus puissantes que le LM317T, présente une durée de vie beaucoup plus intéressante.

5.2 - DESCRIPTION DETAILLEE DU REGULATEUR DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE

Le lecteur doit se référer au schéma complet (voir fig.26).

Précédemment, les schémas de principe et les valeurs du transformateur ont été trouvés en procédant de la charge jusqu'au transfo. Les explications qui suivent sont du début vers la fin.

5.2.1. - Fusible

Avec le circuit complet opérant pleine charge, I.E. fournissant 15 MA à chacune des 2 sorties, les pointes de courant mesurés sont de 0.8A.

La valeur calculée était de 1.1A puisque le courant de charge avait été surestimé à 0.2 pour avoir une marge de sécurité.

En utilisant un fusible de 1.5A 'Slo-Blo', il n'y a donc pas de problème en opération normale et le fait d'utiliser un'Slo-Blo 'empêche celui-ci de se faire ouvrir par le courant de pointe élevé lors de la mise sous tension.

Aussi, le circuit de protection de surtension n'a aucune difficulté à faire sauter ce fusible lorsqu'une surtension est détectée.

5.2.2 - Bloc #1

(EMI Filter Module) modèle : GA1A - 1A de SAE. Ce module filtre les émissions électromagnétiques possiblement émises par d'autres circuits près de la source. Ce modèle particulier a une capacité de 1A à 115/250 V. Il est extrêmement important de noter qu'il ne faut pas connecter la masse mais plutôt le commun du circuit à la connection centrale.

Le commun de ce circuit ainsi que celui de tous les autres circuits sont à être connectés en un point unique qui lui-même doit être relié à une seule masse (mise à la terre) de façon à éviter les 'ground loops'.

5.2.3 - Bloc #2

(Transformateur Hammond modèle 167J80; 80 V C.T.; 1A)

Voir la section 'Calcul de l'étage précédant les régulateurs'.

5.2.4 - Bloc #3

(Rectification pleine onde
+ filtre RC
+ écrêteurs de transitoires)

Sur le schéma tout ce qu'il y a entre le secondaire du transformateur et les 3 lignes brisées (représentant une distance de 25 pieds) fait partie du bloc #3.

Les résistances R_1 et R_2 de 5.1Ω en parallèle représentent R_s calculée lors de la procédure de calcul.

R_3 et R_4 représentent R_s pour la portion négative.

La puissance crête à être dissipée par R_s est:

$$P_{pk} = R\, I_{pk}^2$$

$$P_{pk} = 2.5 \times 0.8^2$$

$$P_{pk} = 1.6 \text{ watt}$$

Une résistance unique (au lieu de 2 en parallèle) de 5 watts et de 2.5Ω serait amplement suffisante pour tenir compte des écarts supérieurs de température.

Il n'y en avait pas de disponible au moment de la construction de ce prototype.

Sur le prototype, les écrêteurs de transitoires TS1 et TS2 ne sont pas montés parce que non disponibles à ce moment-là et sont remplacés par TS3 et TS4. Donc on utilise soit TS1 et TS2 ou TS3 et TS4. Mais il est préférable d'utiliser TS1 et TS2 car advenant une transitoire, celle-ci n'affectera pas D_1 à D_4 mais passera par seulement R_1, R_2, R_3, R_4.

Il ne faut surtout pas utiliser TS3 et TS4 à la même position que TS1 et TS2 dans le circuit car à ce moment, à chaque demi-cycle du secteur et en alternance les écrêteurs de transitoires court-circuiteraient le transformateur dans les résistances de puissance (s'il n'y avait pas de fusible).

Pour déterminer la valeur de tension à laquelle il faut écrêter les transitoires, on a à calculer la tension maximale que peut fournir le secondaire du transfo. par rapport au la prise médiane dans le cas d'une variation normale du secteur.

(130 $V_{A.C.}$ RMS est considéré le maximum normal).

Donc $V_{sec\ max} = \frac{130 \times 80 \times V\ 2}{115 \quad 2}$

$Vsec\ max \approx 64$ volts

D'après les spécifications du manufacturier (Motorola: Mo-Sorbs: Motorola high current surge protectors) la valeur supérieure la plus près est 68 volts (In 6291A ou 1.5 KE68CA). Malheureusement à cause de la tolérance, on pourrait tomber sur une composante qui écrête à 64.6 volts ce qui est beaucoup trop près de la valeur normale calculée.

Donc le choix doit se porter sur la valeur de 75 volts donnée par le 1.5 KE 75CA ou IN6292A.

Comme mentionné précédemment, TS3 et TS4 ont été utilisées dans le prototype mais avec une IN6280A en série avec une IN6288A car la IN6292A n'était pas disponible ici.

Les 'Mozorb/Zener transient suppressors' ont été préférés aux 'Metal Oxide Varistors (MOV)' et le lecteur est référé à l'appendice pour une comparaison entre ces 2 types de composantes.

D_1 à D_4 sont des 60S10 de International Rectifier. En continu, elles peuvent faire passer 6 ampères et peuvent prendre une tension inverse de 1000 volts. D'après les calculs, on avait besoin d'un courant'peak'de 1.1A et de 63.5 volts de tension inverse. Donc pas de problème de ce côté.

L'arrangement R_5, R_6, C_1, C_2 et R_7, R_8, C_3, C_4 n'est nécessaire que si les valeurs requises de condensateur ne sont pas disponibles. La valeur calculée est de 113 μF mais un condensateur entre 500 et 1000 μF est plus sécuritaire. La valeur 1000 μF était disponible mais pas avec une capacité suffisante au niveau tension.

En mettant 2 condensateurs en série, la capacité totale diminue de moitié si les condensateurs sont identiques mais la tension maximum est 2 fois plus élevée.

Une très grande différence peut exister entre les valeurs réelles de 2 condensateurs supposément identiques. Il faut donc ajouter en parallèle à ceux-ci un diviseur de tension résistif pour répartir uniformément la tension aux bornes de chacun des condensateurs. La valeur de résistance utilisée doit être négligeable devant la résistance de fuite du condensateur mais pas trop faible afin de ne pas trop tirer de courant du circuit pour des raisons d'espace disponible, les blocs 1, 2 et 3 ainsi que le fusible sont séparés du reste du circuit par une distance de 15 à 50 pieds.

5.2.5 - Bloc #4

(1^{er} étage de régulation + protection court-circuit)

SCR_1 et SCR_2 font partie du Bock #7.

L'explication de la section négative étant semblable à celle positive, seulement la positive sera détaillée.

R_9 et le réseau de diodes Zener D_5 à D_9 forment l'élément de référence et T_1 est l'élément de contrôle. Il n'y a pas de comparateur, ni d'échantillonneur dans ce bloc car la régulation désirée est grossière et le but de ce bloc est surtout d'absorber la puissance que devrait dissiper autrement le LM317T lors des variations de la ligne. Il y a aussi l'avantage de procurer une meilleure régulation comme il a déjà été mentionné précédemment.

Les résistances R_{11} et R_{12} formant une résistance de 10 KΩ servent à limiter le courant dans la base de T_1 (TIP 112) et dans le collecteur de T_2 (2N5551) advenant un court-circuit.

Le courant de base maximal du TIP 112 est de 50 MA et le courant collecteur Max. du 2N5551 est de 0.6A.

S'il y a court-circuit à la sortie du bloc #4 (entre R_{15} et D_{17}) le courant de base max est :

$$I_{B,\ T_1,\ max} \approx \frac{V_{sec\ max}}{10K + 1K} = \frac{65\ V}{11K\Omega}$$

$$I_{B,\ T_1\ max} = 5.9\ MA$$

$P\ R_{11}, R_{12} = R\ I^2$

$= 10\ K \times (5.9 \times 10^{-3})^2$

$P = 0.35$ watt

On peut donc soit utiliser 2 résistances de 5KΩ de 1/2 watt ou 1 résistance de 10 KΩ de 1 watt.

1 watt représente une sécurité advenant une élévation de température de l'air ambiant.

Toujours en cas de court-circuit, le courant dans T_1 est limité à

$$\frac{1.7V}{5.1\Omega} = 0.33A$$

La somme de la tension base-émetteur de T_2 (0.7V) et de la tension de conduction de D_{17} (1V) divisée par R_{15}.

La puissance maximale dissipée dans R_{15} est

$$P_{R15} = R_I 2 = 5.1 \times 0.33^2$$

$P_{R15} = 0.56$ W (5 W a été utilisé)

La diode D_{17} protège le transistor T_2 en cas de surtension inverse car $V_{EB\ MAX}$ de T_2 vaut 6 volts seulement tandis que la tension inverse que peut supporter D_{17} est de 1000 volts.

La diode D_{16} est là pour la même raison, et D_{15} ajoute une protection supplémentaire du fait que la tension inverse totale de T_1 et D_{16} ne dépassera jamais 1 volt et provoquerait l'ouverture du fusible de la surtension étrangère au circuit.

La puissance maximale qui serait dissipée dans T_1 en cas de court-circuit à la sortie du bloc #4 est de

$$P = V \times I$$

$$P \approx 65 \times 0.33$$

$$P = 21 \text{ watts}$$

La puissance maximale que peut dissiper un TIP 112 à l'air libre (T_A= 25°C) est de 2 watts. Donc, il faut un dissipateur. Un THM 60 30B (20°C/W) a été utilisé. Ce dissipateur n'est bien sûr pas suffisant pour dissiper 21 watts en continu (de toute façon le fusible aura ouvert avant) mais aide le transistor en régime normal. A ce moment, la puissance à dissiper par T_1 est d'environ

$$P = Vce \cdot I$$

$$P = (60-40) \cdot 0.1A$$

$$P = 20 \times 0.1A$$

$$P = 2 \text{ watts}$$

Comme la température pourrait se situer à 40°C, un dissipateur est nécessaire même en condition normale.

5.2.6 - Bloc #5

(2è étage de régulation
+ protection court-circuit
+ écrêteurs de transitoires)

Ce bloc est constitué principalement d'un régulateur commercial, le LM317T pour le positif et le LM 337T pour le négatif.

On peut retrouver les spécifications de ces régulateurs dans plusieurs 'Data Book' ainsi que la configuration du circuit utilisé et la méthode de calcul des composantes.

La valeur de C_7 et C_{10} a été déterminée expérimentalement (4.7 µF film).

La sortie du 317T est ajustable en dedans de certaines limites avec le potentiomètre P_1 (P_2 pour le 337T). La meilleure valeur positive est 33 volts ce qui est plus que suffisant pour avoir + 25 volts à la sortie finale du circuit mais est absolument nécessaire lors de l'ajustement de la valeur (+ 28 V) à laquelle le 'crowbar' est enclenché.

Pour le côté négatif, - 30 volts est suffisant.

36 volts est le maximum absolu à ne pas dépasser entre l'alimentation négative et positive des amplificateurs opérationnels utilisés.

TS5 et TS6 écrêtent davantage la portion qui réussit à passer après TS1, et TS2 ou TS3 et TS4.

5.2.7 - Block #6

(3è étage de régulation programmable
+ protection court-circuit)

Ce bloc comprend tous les éléments nécessaires pour former un régulateur série complet.

L'élément de référence est représenté par VR1 (AD581LH) auquel a été ajouté un étage tampon de courant formé par T5, T6 et R21 à R24 de façon à minimiser la puissance dissipée par VR1 d'où une plus grande stabilité en température.

R_{21} et R_{23} limitent le courant dans la base des transistors. R_{22} et R_{24} ne sont pas absolument nécessaires mais ont comme fonction dans ce circuit de limiter le courant dans le collecteur des transistors et aussi de minimiser la puissance développée dans ceux-ci. R_{22} est plus grande que R_{24} car elle a à absorber une plus grande différence de tension. Il n'a pas été calculé exactement combien de courant était tiré de ce circuit mais les DAC1 et DAC2 sont les circuits qui demandent un peu plus que le reste.

Les amplis A_1 et A_2 ont comme fonction de servir d'alimentation pour les DAC1 et DAC2 et alimentent aussi les signaux logiques provenant des mini-commutateurs.

Un DAC requiert 2 MA tandis que dans le pire des cas, les 12 résistances de 51 KΩ peuvent tirer jusqu'à

$$\frac{20\ V}{51K/12} = 4.7\ MA \text{ (côté positif)}$$

et

$$\frac{10\ V}{51K/12} = 2.35MA \text{ (côté négatif)}$$

pour un total de $4.7 + 2 = 6.7$ MA (positif)

$2.35 + 2 - 4.35$ MA (négatif)

Si A_1 et A_2 n'étaient pas buffés, ils pourraient fournir le courant, mais pour mettre toutes les chances de notre côté, ils ont été buffés afin de minimiser la puissance qu'ils dissipent et d'aider ainsi la cause du taux de réjection des alimentations des DAC.

Pour le côté positif, A_3 est le comparateur, DAC1 est l'échantillonneur et à part T_{10}, D_{27}, et R_{54} qui forment le circuit de protection en court-circuit, le reste (R_{53}, D_{25}, T_9, D_{26}, T_{11}) est l'élément de contrôle.

La façon d'obtenir du + 25 volts a été expliquée précédemment. Les seules choses qui restent à être expliquées sont les tensions logiques et l'alimentation du DAC. Comme la pin 3 (GND) du DAC est connectée à +10 volts, son alimentation logique (pin 16: V_{DD+}) doit être plus grande que + 10 volts mais plus petite que + 27 volts (il ne doit pas y avoir plus de 17 volts entre V_{DD} et GND (pin 3) selon les spécifications du manufacturier). 20 volts a été choisi.

Pour la programmation logique du DAC, un boitier de 12 mini -interrupteurs est utilisé avec une résistance de 51 KΩ connectée à chacun des interrupteurs du côté ouvert. L'autre extrémité des résistances est connectée au commun mais devrait pour plus de sécurité être connectée au + 10 volts provenant de VR1 buffé. Le fait de connecter ces résistances au commun est équivalent à avoir un signal de contrôle négatif quand on ouvre un mini-interrupteur (car pin 3 du DAC est connectée à + 10 volts). Le DAC ne souffre pas de cette connection 'originale' pour 2 raisons:

- Il n'y a pas de connection directe entre les entrées logiques et le commun. Les 51 KΩ les séparent.
- Le DAC (AD7541A) est à l'épreuve des 'latch-up'.

Si on mesure la tension à une entrée logique dont le commutateur est ouvert, on mesure quand même + 10 volts, mais le bruit superposé au + 25 volts à la sortie, (qui est plus élevé que celui superposé sur le - 15 volts,) est probablement dû en partie à cette connection. (à vérifier)

Pour le côté négatif, il n'y a pas de précaution à prendre, la pin 3 (GND) du DAC 2 étant connectée au

commun. 10 volts est alors suffisant pour l'alimentation du DAC à la pin 16 ($V_{DD\ +}$). L'extrémité opposée des résistances à celle connectée au côté 'off' des 'DIP switch' peut alors être connectée au commun.

C_{11} et C_{12} servent à minimiser le bruit de même que C_{13} et C_{14}.

Pour ce qui est de l'élément de contrôle, la configuration utilisée protège complètement la sortie de A_3 (A_4) contre d'éventuels court-circuits ou contre les surtensions. Le courant limite est de:

$$I_{LIM} = \frac{V_{BE}\ (T_{10}) + V_{(D27)}}{R_{54}}$$

$$I_{LIM} = \frac{0.7V + 0.7V}{82\ \Omega}$$

$$I_{LIM} = 17\ MA$$

S'il n'y avait pas eu le circuit de protection contre les court-circuits, T_9, D_{25}, et R_{53} n'auraient pas été nécessaires. Seulement une résistance entre D_{26} et la sortie de A_3 aurait suffi.

Mais dans le cas présent, s'il y a court-circuit, le courant qui commande T_{11} est partiellement dérivé de la base du TIP 112 de façon à ce que T_{11} ne reçoive que le courant de base nécessaire à faire passer le courant calculé ci-haut dans son collecteur. Le courant passant à travers R_{53} provient de T_9 et non de A_3 ce qui protège davantage la sortie de A_3. Ce n'est pas très évident ici car on a affaire à un circuit de faible puissance, mais

si T_{11} avait à fournir un fort courant, R_{53} devrait être plus faible et alors plus de courant passerait à travers elle, donc il y a un avantage certain à ce que ce soit T_9 non pas A_3 qui fournisse le courant de base de T_{11}.

Toujours dans les conditions de court-circuit, la sortie 6 de A_3 sature à la limite de son alimentation, donc V_{BE} de T_9 est polarisée en inverse (tension inverse 30 volts) ce qui explique l'existence de D_{25} qui protège T_9 dont la polarisation inverse maximale de la jonction base-émetteur est de 5 volts.

La diode D_{27} protège aussi la jonction base-émetteur de T_{10} contre une polarisation inverse accidentelle de même D_{26} assure la même protection pour T_{11}.

Les mêmes explications tiennent pour l'élément de contrôle du côté négatif.

5.2.8- Bloc #7

(Protection surtension :type 'crowbar')

Le fonctionnement général de ce circuit est le suivant:

Quand une ou l'autre des sorties (+ 25V ou - 15V) ou les deux dépassent une certaine valeur de tension prescrite, les circuits de contrôle OSC1 et OSC2 commandent aux thyristors de s'enclencher et provoquent la rupture du fusible F.

Le fonctionnement des MC3423 est expliqué dans le volume 'Linear/switchmode voltage regulator handbook theory and practice' de Motorola.

A l'aide de P_3, on peut ajuster la tension à partir de laquelle le circuit est enclenché (P_4 pour le côté négatif . Pour le côté positif, + 28 volts est suggéré, ce qui donne une marge de 3 volts (-18 volts pour le négatif). Une marge est nécessaire pour éviter que la fraction des transitoires qui restent n'enclenche inutilement les SCR.

Lorsqu'une surtension est détectée sur une des sorties, non seulement un signal, provenant de la pin 8 du MC3423 correspondant, enclenche son SCR, mais en plus un signal provenant de la pin 6 (et buffé par l'inverseur T_{15}, R_{60} et R_{59} pour le positif) est appliqué sur la pin 5 du MC3423 de l'autre sortie commandant ainsi l'activation du SCR de cette sortie offrant alors plus de rapidité et de sécurité.

L'amplificateur A_5 permet d'inverser le -15V et donc de le rendre positif afin de pouvoir utiliser efficacement le MC 3423 sur lequel il est connecté vu que ce dernier est alimenté de façon positive seulement.

Ce qui n'est pas expliqué ici, l'est dans le 'Data Book' mentionné précédemment. Toutefois, les résistances R_{61} et R_{62} ont dû être ajoutées car advenant que le circuit entre en action, puis qu'un nouveau fusible soit replacé rapidement, à la prochaine mise sous tension, les circuits de protection entreraient de nouveau en action car les condensateurs C_{17} et C_{18} n'ont pas le temps de se décharger suffisamment. R_{61} et R_{62} leur permettent de se décharger et évitent donc de se ruiner en fusible.

Un écriteau de transitoires connecté à chacune des pin 17 des DAC1 et DAC2 protégeraient davantage ces circuits en

cas de surtension car dû aux temporisateurs des MC3423, il est possible que les DAC aient le temps de se faire endommager dans l'intervalle car ils ne peuvent pas prendre plus de 25 volts entre la pin 17 et la pin 3. Les valeurs des écrêteurs conseillés sont IN6282A (Min 28.5V) pour TS_7 et IN6278A (Min 19.0V) pour TS_8.

Les diodes D_{31} et D_{32} fournissent un chemin par lequel les condensateurs C_{15} et C_{16} peuvent se décharger lorsqu'il y a enclenchement.

5.3 - CALCUL DE L'ETAGE PRECEDANT LES REGULATEURS DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE (voir procédure de calcul et fig. 12).

A - V_c représente la tension positive et /ou négative d'entrée du Bloc #4.

Détermination de V_c:

La tension d'alimentation que doit fournir le LM 317T à l'amplificateur opérationnel est de + 33 volts (on considère seulement le cas positif pour notre étude).

La tension minimale d'entrée du LM 317T est alors

$$33 + 3 = 36 \text{ volts}$$

et ne doit pas dépasser

$$33 + 40 = 73 \text{ volts}$$

d'après les spécifications du manufacturier.

Choisissons + 40 volts comme tension d'alimentation du LM 317T pour avoir une marge raisonnable de sécurité et pour minimiser la puissance à dissiper qui sera égale à environ :

(40-33) x courant

7 x 0.1A

0.7 watt

Si 40 volts est la tension à la sortie du bloc #4, la tension à l'entrée de ce dernier doit être égale à:

$40 + 5.1\ \Omega \times \text{courant max} + V_{\text{diode (in4007)}} + VBE_{on}\text{(TIP112)} + 10KX \approx 0$

$40 + 5.1\ \Omega \times 0.1A + 0.7\ V + 2.8V + 0$

$40 + 0.5 + 0.7 + 2.8V$

44 volts

44 volts représente la tension nécessaire entre la résistance de puissance de 1KΩ; 5 W et les diodes Zener.

Le courant de base minimal du TIP 112 vaut:

$$\frac{\text{Courant du collecteur (0.1A)}}{h_{FE}\ (2500)} = 40\ \mu A$$

Donc, même si la tension au collecteur du TIP 112 est très basse, disons 45 volts ⇒

$$I\ (IK) = \frac{45 - 44}{1\ K} = \frac{1V}{1K} = /\ MA$$

Courant qui se partage entre les diodes Zener et la base du TIP 112. Il n'y a pas de problème pour le transistor et on est à la limite de régulation pour les diodes pour avoir + 40 volts à la sortie du bloc #4.

Si la tension à l'entrée du bloc #4 diminuait davantage on aurait évidemment moins de 40 volts à l'entrée du LM 317T mais celui-ci fournirait quand même le + 33V même si l'entrée diminuait à + 36 volts.

Il y a aussi une marge de sécurité si le + 33V diminuait à environ + 28 volts. Le circuit fournirait quand même son + 25 volts aux capteurs P_{BS}.

Donc fixons V_c = + 44 volts MIN

Facteur d'ondulation:

Si 1 μV d'ondulation est acceptable à la sortie de l'amplificateur opérationnel dont le taux de réjection est de 75DB à 120 H_z (fréquence double du secteur si rectification double alternance), cela signifie que l'ondulation acceptable a la sortie du LM 317T est de:

1 μV x $10^{75/20}$ =

1 μV x 5623 = 5.6MV

Le facteur d'ondulation du LM 317T vaut 65 DB, donc l'ondulation acceptable à l'entrée de celui-ci est:

5.6 MV x $10^{65/20}$ =

5.6 MV x 1778 $\approx$ 10 volts

Si on néglige le facteur d'ondulation du bloc #4 cela signifie que la valeur crête à crête de la composante d'ondulation acceptable à la tension d'entrée V_c vaut 10 volts.

$\Rightarrow v_{in\ (p-p)} = 10$ volts

$\Rightarrow v_{in} = \frac{10}{2\sqrt{2}} = 3.5$ volts RMS

$$\boxed{v_{in} = 3.5 \text{ V RMS}}$$

B - $V_{in\ min} + v_{in\ (pk)} < V_c < V_{in\ max} - v_{in\ (pk)}$

$44 + \frac{10}{2} < V_c < 63.5 - \frac{10}{2}$

$49 < V_c < 58.5$

$V_{in\ min}$ a été déterminé précédemment et doit être valable même si la ligne est à son minimum.

Le minimum considéré acceptable pour le secteur est d'environ 90 volts RMS.

si 44 volts correspond à 90 V RMS $\Rightarrow$

$44 \times \frac{115}{90} = 56.2$ V correspond à 115 V RMS

et

$56.2 \times \frac{130}{115} = 63.5$ V correspond à 130 V RMS

Le maximum jugé acceptable pour le secteur.

Fixons $\boxed{V_c = 56.2 \text{ V}}$

C - Fixons $\boxed{V_{pk} = 63.5 \text{ V}}$

D - $r_F = \frac{v_{in}}{V_{in}} = \frac{3.5}{56.2} = 6.2\%$

$r_F = 6.2\%$

E - Réduction de tension $= \frac{V_c}{V_{pk}} = \frac{56.2}{63.5} \times 100\% = 88.5\%$

Réduction de tension = 88.5%

F - De la fig. 11:

$8.3 < WCR_L < 13$ pour $0.1\% < R_s/R_L < 30\%$

et $r_F = 6.2\%$

G - De la fig. 9:

$0.5\% < R_s/R_L < 1.5\%$ pour $\frac{V_c}{V_{pk}} = 88.5\%$

et $8.3 < WCR_L < 13$

H - En se référant de nouveau à la fig. 11 :

pour $R_s/R_L = 1\%$	$WCR_L = 12$

I - $R_L = \frac{V_{in\ (Reg.)}}{I_{load\ (reg.)}} = \frac{56.2\ V}{0.2\ A} = 281\ \Omega$

$R_L = 281\ \Omega$

(0.2A représente une marge de sécurité)

J - $W = 2F = 2 \times 60$

$W = 377$ RAP/SEC

K - $C = \frac{WCR_L}{WR_L} = \frac{12}{377 \times 281} = 113$ F

$$\boxed{C = 113 \text{ F}}$$

L - $R_s = \left(\frac{R_s}{R_L}\right) . R_L = (1\%) . 281\ \Omega$

$$\boxed{R_s = 2.8\ \Omega}$$

M - $I_F\ (AV) = \left(\frac{1}{2}\right) \times 0.2A = 0.1A$

De la fig. 10:

$$\frac{I_F\ (RMS)}{I_F\ (AV)} = 2.2$$

$$\Rightarrow \boxed{I_F\ (RMS) = 0.22A}$$

$$\frac{I_F\ (pk)}{I_F\ (av)} = 11$$

$$\Rightarrow \boxed{I_F\ (pk) = 1.1A}$$

N - $I\ pointe = \frac{V_{pk}}{R_s} = \frac{63.5\ V}{2.8\ \Omega} = 22.6$ A

$$\boxed{I\ pointe = 22.6 \text{ A}}$$

O - PIV = V_{pk} = 63.5 V

PIV = 63.5 V

P - (63.5 + 0) 0.885 + 5 $\leq$ 63.5

56.2 + 5 $\leq$ 63.5

61.2 $\leq$ 63.5

(63.5 - 0) 0.885 - 5 $\geq$ 44

51.2 $>$ 44

Q - $V_{sec\ (RMS)} = \frac{56.2 + 2}{\sqrt{2}}$

$V_{sec\ RMS)}$ = 41 volts

Ici nous n'avons pas pris la valeur V_{pk} = 63.5 V car cette valeur est celle fournie par le secondaire si la ligne est maximale (130 V. RMS)

56.2 V correspond à une valeur de ligne normale de 115 V RMS comme vue précédemment.

41 volts est la valeur pour la tension positive seulement. On a aussi besoin de 41 volts pour le côté négatif.

Donc on a besoin d'un transformateur avec prise médiane dont la tension totale au secondaire vaut 41 x 2 = 82 volts.

V_{sec} = 82 V RMS

R - $R_{secondaire} < R_s + 2\,R_{s\,(rect)} + R_{s\,(cap)}$.

$\approx 1.4\ \Omega$ $< 2.8 + 2 \times$ (faible) + faible

(mesuré)

S - $I_{sec\,(pk)} = \sqrt{2}\, I_{F\,(RMS)} = \sqrt{2} \times 0.22$

$I_{sec\,(pk)} = 0.31$ A pour un seul côté

$I_{sec\,(pk)} = 0.62$ A	Total

T - $VA = \sqrt{2} \cdot V_{sec\,(RMS)} \cdot I_{F\,(RMS)}$

$VA = \sqrt{2} \times 82 \times (0.22 \times 2)$

VA = 51 VA

Donc on a besoin d'un transformateur avec les spécifications suivantes:

82 V RMS ; 51 VA

un transfo de

80 V RMS C.T.; 80 VA	a été utilisé avec succès
$R_s = 2.5\ \Omega$	a été utilisé avec succès
C = 500 μF	a été utilisé avec succès
Diodes 60S10 : 6A; 1000 V	ont été utilisés avec succès

5.4 - LISTE DES COMPOSANTES ELECTRONIQUES DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRA ROUGE

	Type	Coût
Fusible		
F	1.5A Slo-Blo	
Filtre		
EMI	Modèle : GA1A - 1A de Stanford Applied Engineering (S A E)	
Transformateur		
TR	167 J 80 (Hammond)	
Ecrêteurs de transitoires		
TS_1	1.5KE75CA (75 volts) (MO-SORBS de Motorola)	
TS_2	'' ''	
TS_3	1N6292 A (75 volts) (MO-SORBS de Motorola) À être utilisé que si TS_1 et TS_2 ne sont pas disponibles.	
TS_4	''	
TS_5	IN6288A (51 volts) (MO-SORBS de Motorola)	
TS_6	''	

Ecrêteurs de Transitoires	Type	Coût
TS_7	IN6282A (30 volts) (MO-SORBS de Motorola)	
TS_8	IN6278A (20 volts) (MO-SORBS de Motorola)	

Résistances

R_1	5.1 Ω	5%	5W
R_2	"		
R_3	"		
R_4	"		
R_5	15K Ω	5%	1/2 W
R_6	"		
R_7	"		
R_8	"		

(R_5 à R_8 ne sont nécessaires que si des condensateurs entre 500 et 1000 F avec un rating de 100 volts ne sont pas disponibles pour remplacer C_1 à C_4)

R_9	1K Ω	5%	5 W
R_{10}	"		
R_{11}	5K Ω	5%	1/2 W

(R_{11} et R_{12} peuvent être remplacées par une 10K Ω /1W

R_{13}	5K Ω	5%	1/2 W

	Type	Coût
Résistances		
R_{14}	5K Ω 5% 1/2W	
(R_{13} et R_{14} peuvent être remplacées par une 10 K Ω / W)		
R_{15}	5.1Ω 5% 5W	
R_{16}	''	
R_{17}	240 Ω 5% 1/2W	
R_{18}	4.7K Ω 5% 1/4W	
R_{19}	240 Ω 5% 1/2W	
R_{20}	4.7KΩ 5% 1/4W	
R_{21}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{22}	510 Ω 5% 2W (nouvelle valeur)	
R_{23}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{24}	240 Ω 5% 2W (nouvelle valeur)	
R_{25}	49.9KΩ 1% 1/4W (100PPM)	
R_{26}	''	
R_{27}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{28}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{29} à R_{40}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{41} à R_{52}	51K Ω 5% 1/4W	

	Type	Coût
Résistances		
R_{53}	11K Ω 5% 1/4W	
R_{54}	82 Ω 5% 1/2W	
R_{55}	82 Ω 5% 1/2W	
R_{56}	20K Ω 1% 1/4W (100 PPM)	
R_{57}	2.7K Ω 1% 1/4W (100 PPM)	
R_{58}	1K Ω 5% 1/2W	
R_{59}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{60}	5.1K Ω 5% 1/4W	
R_{61}	100K Ω 5% 1/4W	
R_{62}	100K Ω 5% 1/4W	
R_{63}	49.9K Ω 1% 1/4W (100 PPM)	
R_{64}	10K Ω 5% 1/4W	
R_{65}	1K Ω 5% 1/2W	
R_{66}	51K Ω 5% 1/4W	
R_{67}	5.1K Ω 5% 1/4W	
Diodes		
D_1	60S10 (Internation Rectifier) (6A ; 1000 volts)	
D_2	"	
D_3	"	
D_4	"	
D_5	IN4728A (3.3V; 1W)	
D_6	IN4740A (10.0V; 1W)	
D_7	"	

	Type	Coût
Diodes		
D_8	IN4740A (10.0V; 1W)	
D_9	"	
D_{10}	IN4736A (6.8V; 1W)	
D_{11}	IN4739A (9.1V; 1W)	
D_{12}	"	
D_{13}	"	
D_{14}	"	
D_{15}	IN4007 (1A; 1000 V)	
D_{16}	"	
D_{17}	"	
D_{18}	"	
D_{19}	"	
D_{20}	"	
D_{21}	"	
D_{22}	"	
D_{23}	"	
D_{24}	"	
D_{25}	IN914 (75 MA; 75 V)	
D_{26}	"	
D_{27}	"	
D_{28}	"	
D_{29}	"	
D_{30}	"	
D_{31}	IN4007 (1A; 1000V)	
D_{32}	"	

	Type	Coût
Condensateurs		
C_1	1000 µF 50 V	
C_2	"	
C_3	"	
C_4	"	

(Il est préférable de remplacer C_1 et C_2 par un seul condensateur de 500 à 1000 F 100V; de même pour C_3, C_4. A ce moment R_5 à R_8 deviennent inutiles).

C_5	10 µF 100V (electrolytique)	
C_6	"	
C_5	10 µF 50 V (Tantalum)	
C_6	"	
C_7	4.7 µF (Céramique)	
C_8	10 µF 50V (Tantalum	
C_9	"	
C_{10}	4.7 µF (Céramique)	
C_{11}	1 µF 35 V (Tantalum)	
C_{12}	"	
C_{13}	1 µF 50 V (Tantalum)	
C_{14}	"	
C_{15}	33 µF 35 V (Tantalum)	
C_{16}	"	
C_{17}	1 µF 50 V (Tantalum)	
C_{18}	"	

	Type	Coût
Transistors		
T_1	TIP 112 + Heat sink (THM 6030B)	
T_2	2N5551	
T_3	TIP 117 + Heat sink (THM 6030B)	
T_4	2N 5401	
T_5	2N 3904	
T_6	2N 3906	
T_7	2N 3904	
T_8	2N 3904	
T_9	2N 5401	
T_{10}	2N 5551	
T_{11}	TIP 112	
T_{12}	2N 5551	
T_{13}	2N 5401	
T_{14}	TIP 117	
T_{15}	2N3 904	
T_{16}	2N3 904	
T_{17}	2N 5401	
Thyristors		
SCR_1	TIC 116D (Texas) (+ Heat sink	
SCR_2	"	
Potentiomètre		
P_1	2K Ω (100 PPM)	
P_2	1K Ω (100 PPM)	
P_3	10K Ω (100 PPM)	
P_4	5K Ω (100 PPM)	

	Type	Coût
Régulateur de voltage		
RV_1	LM 317T (+ Heat sink : THM 6030B)	
RV_2	LM 337T (+ Heat sink : THM 6030B)	
Voltage de référence		
VR_1	AD 581 LH (Analog Devices)	
Amplificateur opérationel		
A_1	AD 542LH (Analog Devices)	
A_2	"	
A_3	AD 547LH (Analog Devices)	
A_4	"	
Mini-commutateurs		
DS_1		
DS_2		
Convertisseur numérique/analogique		
DAC_1	AD 7541 AJN (Analog Devices)	
DAC_2	"	
Circuit de Protection de Surtension		
OCS_1	MC 3423P (Motorola)	
OCS_2	"	

6 - ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER (0-25 V; 0-8A)

6.1 - ETUDE PRELIMINAIRE

Les spécifications initiales étaient les suivantes:

Source courant : 0-8A; 0-28 volts contrôlée en tension.

Régulation de ligne et de charge = 0.1%

L'effet Peltier qui a finalement été reçu à une spécification réduite en tension de 25 volts.

Différentes possibilités ont été étudiées au départ:

- Dont la possibilité de se procurer une source de courant commerciale répondant à nos besoins. Après consultation de nombreux catalogues et distributeurs, seuls des instruments de laboratoire très dispendieux ($ 2000.) de compagnies telles que Hewlett-Packard, Lambda, Kepco, Sorensen, etc. remplissent exactement nos besoins.

  Du côté 'OEM' seul Standard Power Inc. fabrique des sources de courant qui ne répondent pas à nos besoins, soit du point de vue courant ou compliance du voltage.

- Une conception hybride a été étudié:

  se procurer une source de tension OEM avec télécontrôle au niveau voltage (i.e.une source de tension contrôlée en tension) et concevoir un petit circuit de contrôle qui programmerait cette source de façon à obtenir une tension qui serait égale à la tension développée dans l'effet Peltier plus (+) la tension V_{CE} maximale de saturation requise pour que le transistor de puissance de sortie puisse fournir le courant programmé.

- Du côté de nos propres conceptions, la technologie à commutation qui dissipe peu de chaleur a été rejetée car la technologie actuelle est limitée au point de vue bruit électromagnétique généré (RFI) et aussi parce que le développement d'une telle source demande un investissement de temps assez élevé et qu'il faut tester bientôt dans l'industrie non pas une alimentation mais un robot et son intelligence.

- La prérégulation série a aussi été analysée:
  Cette technique consiste à aller couper des cycles de tension A.C. au primaire du transformateur à l'aide de thyristors (SCR) de façon à minimiser la tension générée entre le collecteur et l'émetteur du transistor de puissance de sortie.

  Cette technique exige aussi du surdimensionnement de pièces telles que transformateurs, condensateurs et peut générer de la RFI si mal contrôlée. Cette technique est rejetée pour l'instant.

- La technique la plus simple qui consiste à mettre plusieurs transistors de puissance en parallèle à été adoptée.

  Cependant, une source de tension contrôlée en tension et non une source de courant contrôlée en tension, a été mise au point car la technique de la source de courant présentait trop de bruit superposé au signal. Le fait de contrôler une tension ou un courant n'a pas d'importance car le but final est de contrôler la température et que la source (de tension ou de courant) se trouvera dans un système à boucle fermée.

On peut donc commencer la description détaillée du circuit.

6.2 - DESCRIPTION DETAILLEE DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER (0-25 V; 0-8A) (Voir figures 27 et 28).

6.2.1 - Bloc #1 (Réception du signal de contrôle)

Ce bloc est essentiellement composé de l'amplificateur différentiel formé par A_1, A_2, A_3, R_3 à R_8 et D_3 à D_7.

C'est la configuration normale d'un amplificateur différentiel à laquelle on a ajouté D_7 qui a comme unique fonction de couper les signaux négatifs qui normalement ne sont pas présents sur l'entrée 'remote control'.

Comme les résistances R_5 à R_8 sont toutes égales, le signal de sortie (entre D_7 et R_8) est égal à :

Vo = V (remote control) - V (remote sense GND)

Le signal de contrôle doit varier entre 0 et + 10 volts. A o volt correspond le courant maximal dans la charge, et à +10 volts le minimum.

Le signal 'remote sense GND' est soustrait du signal 'remote control' pour purifier ce dernier du bruit récolté sur la distance de 25 pieds qu'il a à parcourir avant d'entrer dans le circuit.

Les réseaux R_3, D_3, D_4 et R_4, D_5, D_6 protègent les entrées différentielles contre les surtensions éventuelles.

La tension maximale que peut prendre ce réseau de protection est :

$$V_{max\ (remote\ control)} = \frac{P_{max\ (R_3)}}{I_{max\ (R_3)}} + V_{2\ (D_3)} + V_{F(D_4)}$$

$$V_{max\ (remote\ control)} = \frac{P_{max\ (R_3)}}{\sqrt{\frac{P_{max\ (R_3)}}{R_3}}} + V_{2\ (D_3)} + V_{F\ (D_4)}$$

$$V_{max\ \ ''\ \ ''} = \sqrt{P_{max\ (R_3)} \times R_3} + V_{2(D_3)} + V_{F(D_4)}$$

$$V_{max\ \ ''\ \ ''} = \sqrt{0.5W \times 30K} + 13\ V + 0.7\ V$$

$$V_{max\ (remote\ control)} = 136.2 \text{ volts}$$

Il est laissé au soin du lecteur de démontrer qu'advenant une telle tension les diodes D_3 et D_4 ne sont aucunement à leurs limites.

6.2.2 - Bloc #2 (Limitation du signal de contrôle)

A_4, A_5, R_9 à R_{13}, D_8, D_9 et VR_1 font partie de ce bloc.

De VR_1 est obtenue une tension stable de + 10 volts, laquelle est inversée à l'aide de A_5 pour obtenir du -10 volts qui lui est acheminé à l'une des 2 entrées de l'ampli. inverseur sommateur formé autour de A_4.

Le seul but de ce circuit est d'inverser le signal du 'remote control', i.e. quand celui-ci vaut 0 volt, la sortie du bloc #2 (entre R_{13} et D_8) vaut + 10 volts et vice-versa.

Les diodes D_8 et D_9 ajoutent une protection supplémentaire en empêchant la sortie de tension négative du bloc #2.

Comme la tension entre D_7 et R_8 pourrait dépasser légèrement + 10 volts, D_8 et D_9 empêchent alors l'excursion dans la région négative en limitant la sortie à 0 volt.

Et comme la tension entre R_8 et D_7 ne peut pas être plus petite que 0 volt, donc la sortie du bloc #2 est limité à + 10 volts.

6.2.3 - Bloc #3 (Ajustement du signal de contrôle)

A_7, R_{18} et P_2 composent ce bloc.

Il s'agit d'un ampli. non inverseur qui permet d'ajuster la tension aux bornes de l'effet Peltier de $\pm$ 10 à 29.2 volts.

(Il est à noter que A_7 est un ampli. haute tension).

6.2.4 - Bloc #4 (Element de comparaison)

Composé de A_8 et D_{13}.

C'est cet ampli. qui compare la tension à l'effet Peltier avec le signal de contrôle.
(Voir la théorie des régulateurs série donnée précédemment).

D_{13} met A_8 hors circuit lorsque le circuit limiteur de tension ou de courant est enclenché.

6.2.5 - Bloc #5 (Circuit limiteur de tension)

Ce bloc comprend A_{10}, R_{19}, P_4 et D_{15}.

La tension maximale aux bornes de l'effet Peltier est de + 25 volts.

En condition normale, cette tension n'est pas très souvent atteinte et donc normalement la tension à la pin 2 de A_8 génère une tension inférieure à + 10 volts à la pin 2 de A_{10}, ce qui fait que A_{10} sature à sa limite positive donc polarise D_{15} en inverse ce qui rend ce circuit hors fonction.

Quand la tension à la pin 2 de A_8 a tendance à devenir plus grande que + 25 volts, la tension à la pin 2 de A_{10} a tendance à être plus grande que + 10 volts.

A ce moment, A_{10} ne sature plus et prend le contrôle de la tension à l'effet Peltier tandis que A_8 sature et est hors-circuit grâce à D_{13}.

Pour que A_{10} tienne le rôle d'élément de comparaison en lieu de A_8, il faut évidemment qu'il y ait dépassement léger aux bornes de l'effet Peltier. Ce dépassement augmente d'amplitude avec la fréquence car le gain à boucle ouverte d'un ampli. diminue quand la fréquence augmente. Ce dépassement devient non-négligeable aux environs de 1000 Hz dans notre circuit ce qui est sans conséquence ici puisqu'on a affaire à un phénomène lent (changement de température).

Pour l'ajustement de cette protection en surtension procéder comme suit:

- Sans effet Peltier ou avec une charge qui le simule, ajuster P_2 de façon à avoir une tension plus grande que la limite à imposer sur E.P.

  Si la tension bloque avant, ajuster P_4 de façon à obtenir ce dépassement.

- À l'aide de P_4, ramener la tension de E.P. à la limite fixée.

- À l'aide de P_2, diminuer la tension de E.P. et l'augmenter de nouveau en faisant bien attention pour cesser de tourner l'ajustement quand la tension maximale fixée a été atteinte.

Le circuit du bloc #5 constitue un 2^{è} circuit de protection sur-tension puisque le signal de contrôle est lui-même limité (voir bloc #2).

6.2.6 - Bloc #6 (Circuit limiteur de courant)

Ce bloc comprend A_9, A_{11}, A_{12}, R_{20} à R_{25}, D_{14} et R_{49}.

R_{49} est la résistance d'échantillonnage du courant. Pour chaque ampère passant à travers elle (donc, à quelques M.A. près dans E.P.), 0.1 volt est développé à ses bornes.

Si le courant limite est

I_{limite} = 8 ampères

La tension maximale permise dans R_{49} est 0.8 volt.

A_9 et D_{14} forment l'élément de comparaison lorsque la limite de courant est enclenché.

A_{12} avec R_{22} à R_{25} forment un ampli. différentiel à gain unitaire. À la pin 6 de A_{12}, on a la différence entre la tension qu'il y a entre R_{25} et R_{49} et la tension à la pin 6 de A_{11}.

Comme la tension à la sortie de A_{11} est négative (entre 0 et - 0.95 volt) la tension à la pin 3 de A_9 est égale à la tension entre R_{25} et R_{49} plus (+) une certaine valeur.

Si par exemple, on veut limiter le courant à 8 ampères, la sortie de A_{11} devrait être ajustée à environ - 0.8 volt. De cette façon, la tension à la pin 3 de A_9 est toujours 0.8 volt au-dessus de la tension entre R_{25} et R_{49}.

Quand le courant est inférieur à 8 ampères, c'est donc dire que la tension à la pin 3 de A_9 est supérieure à la tension de la pin 2 du même ampli. Donc A_9 sature à sa limite positive et D_{14} est polarisée en inverse mettant A_9 hors-circuit.

Lorsque le courant a tendance à devenir plus grand que 8 ampères, la tension à la pin 2 de A_9 a tendance à devenir plus grande que celle à la pin 3, donc A_9 a tendance à saturer négativement, D_A se met à conduire, un léger 'overshoot' se produit puis une situation stable prend place: le courant est limité au maximum fixé.

Pour ajuster le courant limite, suivre la procédure suivante: (à faire avant l'ajustement de la tension limite)

- Simuler E.P. par une charge résistive d'environ 3 Ω (225 watts minimum).
- Avec P_2 augmenter la tension à E.P. jusqu'à lire une tension à la pin 6 de A_{15} plus grande que le courant limite divisé par 10.

- Avec P_5, réduire cette lecture de courant à exactement le courant limite (divisé par 10 sur le multimètre).
- Normalement, après cette étape on devrait ajuster la tension à laquelle le 'crow bar' s'enclenche, puis la tension limite (voir ces sections).

6.2.7 - Bloc #7 (Etage de puissance)

P_3, T_2 à T_{10}, D_{16} à D_{25}, R_{31} à R_{44} constituent ce bloc.

A l'exception des transistors en parallèle et de quelques résistances, c'est le même arrangement pour l'élément de contrôle que pour celui de l'alimentation des PBS et de la lampe au tungstène.

Premièrement, on peut calculer le nombre de transistors requis:

Mettons les choses au pire et supposons qu'il n'y a pas de résistances de charge (R_{33} à R_{35}), donc que la tension venant du PRM 48-10 est appliquée directement au collecteur des transistors et de plus que cette tension vaut + 50 volts.

Supposons aussi qu'il y a court-circuit, que le fusible ne saute pas, que le circuit de limitation de courant ne fonctionne pas et que le PRM 48-10 fournit 10 ampères.

La puissance à dissiper dans les transistors est alors (dans le pire des cas, évidemment) :

$P_T = V.I. = 50\ V\ .\ 10\ A$

$P_T = 500$ watts

On a les composantes suivantes de disponibles:

Transistors: 2N 3055 P_t = 115 watts

D.F = 0.657 W/°C

(Derating factor above 25°C)

MJ 15003 P_t = 250 watts

D.F = 1.43 W/°C

Dissipateur: THM 6421B-2 (C.(H.S.) = 0.8°C/W

On pourra calculer le nombre de transistors à l'aide de la formule suivante:

$$\frac{P_t}{N} = P_t - (D.F \times \Delta °C)$$

où P_t = Puissance totale à dissiper

N = Nombre de transistors requis

P_t = Puissance totale que peut dissiper un transistor.

Δ °C = Augmentation de température d'un transistor monté sur un dissipateur.

$$\text{Donc } \Delta °C = \frac{P_T}{N} \times C.(H.S.)$$

$$\Rightarrow \frac{P_T}{N} = P_t - \left(D.F. \times \frac{P_T}{N} \times C\ (H.S.)\right)$$

$$\Rightarrow N = \frac{P_T}{\frac{t}{}} \left(1 + D.F. \times C\ (H.S.)\right)$$

N = 6.63 (7) (2N 3055)

N = 4.28 (5) (MJ 15003)

Il faut vérifier maintenant avec la courbe 'active region safe operating area' de chacun des transistors que l'on peut trouver dans le data book de Motorola.

Avec sept (7) 2N 3055 le courant passant dans chaque transistor est

$I = 10/7 \approx 1.5$ A

La tension $V_{ce\ max}$ que peut supporter le 2N 3055 est alors justement celle fournit par le PRM48-10, soit 50 volts.

On ajoute donc un (1) transistor pour avoir une marge de sécurité.

Si on choisit le MJ 15003, le courant passant dans chaque transistor est

$I = 10/5 = 2$ A

La tension $V_{ce\ max}$ que peut supporter le MJ 15003 est alors 73 volts d'après sa courbe à 25°C. Comme la température du case sera plus élevée que 25°C et que le tout pourrait être de surcroît dans une température ambiante allant jusqu'à 40°C, il est fortement conseillé d'utiliser plus de 5 de ces transistors.

Pour une excellente marge de sécurité, il est donc prudent d'employer jusqu'à 8 transistors du type Mj 15003, ce qui ferait au pire 62.5 watts par transistor produisant une augmentation de température de 50°C. Donc une température de case de 90 °C si $T_A = 40$°C.

Le calcul précédent représente le pire des cas et ne sera pas refait suite à la discussion suivante.

Les résistances de charge R_{33} à R_{35} sont là uniquement pour absorber une partie de la puissance qui serait dissipée autrement dans les transistors.

La valeur maximale requise est calculée comme suit:

À la tension maximale aux bornes de l'effet Peltier qui est de 25 volts, on doit ajouter la chute de tension dans le câble de 25 pieds qui pourrait valoir jusqu'à 1 volt. À ce 26 volts, on additionne 1 volt provenant de la chute de 1 volt produit par le courant de 1 ampère passant dans chacune des résistances de 1 Ω aux émetteurs de T_3 à T_{10} pour se retrouver à 28 volts aux émetteurs des transistors.

Toujours d'après la courbe 'active region safe operating area' le MJ 15003 conduit bien quand V_{CE} = 2 V $_{min}$ et le 2N 3055 quand V_{CE} = 6 V min

MJ15003

$$R = \frac{48 - (28 + 2)}{8\ A}$$

R_{max} = 2.25 Ω (2 Ω)

2N3055

$$R = \frac{48 - (28 + 6)}{8\ A}$$

R_{max} = 1.75 Ω

Pour pouvoir utiliser les 2 types de transistors indifféremment, on choisit R 1.75 Ω

Dans notre circuit, on a choisi R = 4/3 Ω (3 résistances de 4 Ω en parallèle.

La puissance totale à être dissipée par ces 3 résistances est

$$P = RI^2 = \frac{4}{3} \times 8^2$$

P = 85.3 watts

Les résistances R_{37} à R_{44} sont des résistances de Ballast qui forcent le courant de collecteur à être également partagé entre les 8 transistors.

Il est démontré que dans ce cas

$$R_E \approx \frac{0.5 \text{ à } 1 \text{ V}}{\frac{I_{CT}}{N}}$$

; R_E= Résistance à l'émetteur
I_{CT}= Courant aux collecteurs total
N= nombre de transistors

ICI $R_E = \frac{1}{8}$

$R_E = 1\ \Omega$

Les diodes D_{18} à D_{25} protègent les transistors contre une polarisation inverse de ceux-ci.

D_{16} protège les jonctions base-émetteur contre les polarisations en inverse.

La tension à l'émetteur de T_2, si I = 8A et $V_{E.P.}$ = 25 volts est environ 29 volts.

La résistance (R_{31}, R_{32}) nécessaire qui laisse passer le courant suffisant aux bases de T_3 à T_{10} est donc :

$$R_B\ (R_{31},\ R_{32}) = \frac{48 - 29}{I_c / h_{FE\ Min\ (MJ15003)}} = \frac{48 - 29}{8/25}$$

R_B = 59 Ω (50 Ω est utilisé)

Avec P_3, on peut minimiser la distorsion de la tension de sortie $\left(V_{E.P.} \right)$ lorsque l'on fait un test de réponse en fréquence.

6.2.8 - Bloc #8 (Crowbar)

Ce bloc est formé par SCR1, OVSCS, R_{26} à R_{30}, C_3 et P_6.

Le fonctionnement de OVCSC (MC3423) est expliqué en détail dans le Data Book de Motorola.

C_3 ajuste le temporisateur du MC3423 à environ 1 Msec, i.e. que des transitoires de durée plus petite que 1 Msec et dont l'amplitude serait suffisante pour déclencher le circuit de surtension, sont tolérés. R_{27} décharge C_3 après qu'un déclenchement ait eu lieu.

R_{26} limite le courant dans la gachette du SCR à

$$I = \frac{15\ V}{240\ \Omega} = 62.5\ MA$$

Le courant maximal qui peut être nécessaire dans la gachette du SCR pour trigger celui-ci est

$$I_{GTM} = 50\ MA_{max}$$

Le SCR ne requière pas un gros dissipateur puisque la puissance dissipée est faible et que le SCR fait sauter un fusible peu de temps après en avoir reçu la commande.

Le courant maximal que peut tirer le PRM 48-10 du secteur est de 7 ampères même si celui-ci a sa sortie court-circuitée. Donc dû au comportement particulier d'une alimentation ferrorésonnante, une attention particulière doit être portée à la valeur du fusible. Six (6) ampères a été déterminé expérimentalement ici et on doit compter environ deux (2) secondes entre le moment où le MC3423 envoie son signal au SCR et la rupture du fusible.

On procédera comme suit pour l'ajustement de la tension à laquelle le circuit entre en action:

En boucle ouverte et avec ou sans charge, (SCR déconnecté de préférence)

- Appliquer 0 volt à l'entrée 'remote control'.
- Ajuster P_6 de façon à ce que la tension à la pin 2 du MC3423 soit minimale.
- Ajuster P_2 de façon à obtenir 28 volts à la sortie.
- Ajuster P_6 lentement de façon à ce que le signal monte sur la pin 8 du MC 3423.
- On peut répéter la manoeuvre plusieurs fois afin de s'assurer que P_6 est positionné au bon endroit.
- Réajuster P_2 pour ramener la sortie à 25 volts ou ajuster la limite de courant (voir Bloc #6).

6.2.9 - Bloc #9 (Mesure du courant)

Ce bloc comprend A_{13}, A_{14}, A_{15}, R_{45} à R_{48}.

C'est un simple ampli. différentiel qui mesure la tension aux bornes de R_{49} (0.8 volt correspond à 8 ampères).

On mesure le courant à la sortie de A_{15} lorsqu'on ajuste la limite de courant par exemple.

La mesure doit être prise entre la pin 6 de A_{15} et le 'remote sense GND'.

6.2.10 - Bloc #10 (Charge E.P.)

C'est l'effet Peltier situé dans la carte prototype dont les spécifications sont les suivantes: 0-25V ; 0 - 8A
C'est un élément non-linéaire.

6.2.11 - Bloc #11 (Alimentation PRM 48-10)

C'est une alimentation ferrorésonnante vendue par Kepco.

Voir les spécifications en appendice

6.2.12 - Bloc #12 (Alimentation ampli.H.V.)

Ce bloc comprend A_6, RV_1, T_1, R_{14} à R_{17}, P_1, C_1, C_2, D_{10}, D_{11}, D_{12}.

Le but de cette alimentation est de fournir du + 40V à l'alimentation positive des ampli. haute tension (MC1436G).

La configuration autour du LM317T est expliquée en détail dans les 'Data Book' ainsi que la procédure de calcul.

Le LM 317T ne pouvant fournir plus de 37 volts, A_6 avec T_1 fournit un offset de 10 volts pour permettre d'avoir le + 40 V requis.

6.2.13 - Bloc #13 (Alimentation des ampli. op)

Ce bloc comprend un filtre hautes fréquences commercial (EMI 1A SAE) et une alimentation commerciale de $\pm$ 15 volts; 0.3 ampère de Hammond (HPPD 015 003) pour fournir les alimentations aux amplificateurs opérationnels standard du circuit.

6.3 - NOTE CONCERNANT LE SIGNAL DE CONTRÔLE

L'alimentation de l'effet Peltier étant à une distance d'environ 25 pieds de la carte prototype, donc de l'effet Peltier et signal de contrôle, ce dernier a à fournir un courant non-négligeable à travers le câble pour contrer la capacité parasitique existant entre le shield et le conducteur lui-même.

Le circuit de la figure 29 est donc proposé pour amplifier le signal de contrôle.

On pourra se servir de ce circuit comme d'un tampon ou modifier le circuit d'où provient le signal de contrôle de façon à l'amplifier d'une façon semblable afin d'éviter l'addition d'un amplificateur opérationnel.

6.4 - CALCUL DE L'ETAGE PRECEDANT LE REGULATEUR DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER

A - On a vu précédemment que l'effet Peltier pouvait prendre jusqu'à 8 ampères auquel il faut ajouter le courant passant dans T_2 (TIP 647) qui lui pourrait valoir jusqu'à un maximum de 1 ampère.

Donc

$I_{load} \approx 9$ A

$F_{line} = 60\ H_z$

$V_{out(ripple)} = 1$ MV (arbitraire)

La partie comparateur du régulateur conçu est un MC1436G dont le taux de réjection des alimentations est égal à:

$P_{SRR} = 70$ DB min $= 3162$

On choisit la configuration **pleine** onde par un pont de diodes pour le circuit de rectification.

Si l'ondulation acceptable est de

$$V_{out\ (p-p)} = 1.0\ MV$$

$$\Rightarrow\ V_{in\ (p-p)} = 1.0\ MV \times 3162$$

$$V_{in\ (p-p)} = 3{,}16 \text{ volts}$$

$$V_{in\ (pk)} = 1.58 \text{ volt}$$

$$V_{in} = \frac{1.58}{2\ V\ 2}$$

$$\boxed{V_{in} = 0.56\ V_{RMS}}$$

B - On a vu lors de l'étude du régulateur lui-même que

$V_{c\ min}$ = 35 volts

Comme cette valeur de V_c doit être valable même si le secteur est à son minimum acceptable 90 $V_{A.C.\ RMS}$ on peut alors calculer par une simple règle de 3, le maximum pour V_c lorsque le secteur est à son maximum acceptable (130 $V_{A.C.\ RMS}$).

$$V_{c\ max} = \frac{130}{90} \times 35$$

$$V_{c\ max} = 50.5 \text{ volts}$$

$$V_{in\ min} + \nu_{in\ (pk)} < V_c < V_{in\ max} - \nu_{in\ (pk)}$$

$$35 + 1.58 < V_c < 50.5 - 1.58$$

$$36.58\ V < V_c < 48.9\ V$$

Choisissons

V_c = 45 volts

(Quand le secteur est à ≈ 115 V)

C - Fixons

V (pk) = 48.9 V

D - $r_F = \frac{\nu_{in}}{V_{in}}$

$$r_F = \frac{0.56}{45} \times 100\%$$

r_F = 1.24%

E - Réduction de tension $= \frac{V_{c\ (pk)}}{48.9} = \frac{45}{48.9} \times 100\%$

Réduction de tension = 92%

F - De la fig. 11:

$40 < WCR_L < 70$ pour $0.1\% < R_s/R_L < 30\%$

et $r/_F = 1.24\%$

G - De la fig. 9 :

$1.3\% < R_s/R_L < 1.5\%$ pour $\frac{V_c}{V_{(pk)}} = 92\%$

et $40 < WCR_L < 70$

H - En se référant de nouveau à la fig. 11:

pour | $R_s/R_L = 1.4\%$ | | $WCR_L = 58$ |

I - $R_L = \frac{V_{in\ (reg.)}}{I_{load\ (reg)}} = \frac{45}{9}$

$R_L = 5\ \Omega$

J - $W = 2\pi F = 2\pi \times 60$

$W = 377$ RAD/SEC

K - $C = \frac{WCR_L}{WR_L} = \frac{58}{377 \times 5}$

C = 30,000 F

L - $R_s = \frac{R_s}{R_L} \cdot R_L = 1.4\% \times 5\ \Omega$

$$\boxed{R_s = 0.7\ \Omega}$$

M - $I_{F\ (AV)} = \frac{1}{2} \times 9 = 4.5\ A$

De la fig. 10:

$$\frac{I_{F\ (RMS)}}{I_{F\ (AV)}} = 3.3$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{F\ (RMS)} = 15.0\ A}$$

$$\frac{I_{F\ (pk)}}{I_{F\ (AV)}} = 12.5$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{F\ (pk)} = 56.25\ A}$$

N - $I_{pointe} = \frac{V_{pk}}{R_s} = \frac{48.9}{0.7}$

$$\boxed{I_{pointe} = 70\ A}$$

O - $PIV = V_{pk} \approx 50\ V$

$$\boxed{PIV = 50\ V}$$

$$P - \left[48.9 + 0\right] \times 0.92 + 1.58 \leq 50.5$$

$$46.57 < 50.5$$

$$\left[48.9 - 0\right] \times 0.92 - 1.58 \geq 35$$

$$43.4 > 35$$

$$Q - V_{sec\ (RMS)} = \frac{48.9 + 2}{\sqrt{2}}$$

$$\boxed{V_{sec\ (RMS)} = 36\ V_{RMS}}$$

$$R - R_{secondaire} \quad R_s + 2\,R_s\ (rect) + R_s\ (cap)$$

$$0.7 + 2 \quad +$$

à vérifier

$$S - I_{sec\ (pk)} = V\,2 \cdot I_{F\ (RMS)} = V\,2 \cdot 15$$

$$\boxed{I_{sec\ (pk)} = 21.2\ A}$$

$$T - VA = \sqrt{2} \cdot V_{sec\ (RMS)} \cdot I_{F\ (RMS)}$$

$$VA = \sqrt{2} \cdot 36 \cdot 15$$

$$\boxed{VA = 765\ VA}$$

Les composantes dont on a besoin sont les suivantes:

Transfo	:	36 V_{RMS}; 15A $_{RMS}$ (765 VA)
R_s	:	0.7 Ω
C	:	30 000 μF
Diodes	:	21.2A pk ; 50 V PIV

Le transformateur qui se rapproche le plus des spécifications calculées est le 167T36 de Hammond (36 V_{RMS} ; 12 A $_{RMS}$) ce qui est nettement insuffisant.

De plus, les 'peak' de courant sont tellement élevés que le bruit généré ne sera sans doute pas négligeable.

On se rend donc compte qu'à ces niveaux de courant de charge, les filtres RC sont moins acceptables. On doit alors considérer les filtres LC.

On peut retrouver en appendice la procédure de calcul des filtres LC telle qu'on la retrouve dans 'high current voltage regulators' de Fairchild, p. 5-33 à 5-36.

Pour le détail des calculs, voir la section 6.5 'design d'un filtre LC pour l'alimentation de l' E.P. '

6.5 - DESIGN D'UN FILTRE LC POUR L'ALIMENTATION DE L'E P

(Voir procédure de calculs en appendice extraite de Fairchild).

$Vo = 35$ volts $\qquad I_K = 100$ MA $\qquad \gamma = 1\%$

$Io = 8$ A $\qquad R_s = 0.1\ \Omega$

$$R_K = \frac{Vo}{I_K} = \frac{35}{100\ MA} = 350\ \Omega$$

$$Reff = \frac{R_K\ R_{L\ max}}{R_K + R_{L\ max}} = 350\ \Omega \quad (R_{L\ max} = \infty)$$

$$L_C = \frac{R_{eff} + R_s}{3W} = \frac{350 + 0.1}{3 \times 2 \times \pi \times 60} \approx 0.3 \text{ HENRY}$$

$\gamma = 1\% = 0.01$

$\Rightarrow W^2LC = 12$ D'après la fig. 13 de l'appendice

$$C = \frac{12}{W^2 L_C} = \frac{12}{(2\ \pi\ .60)^2 \times 0.3} = 281\ \mu F$$

I_{max} =

Si L = L_C

$\Rightarrow I_M = 2 \left(I_o + I_k\right)$

$I_M = 2 \left(8 + 0.1\right) = 16.2$ A

$V_{drop\ (no\ load)} = I_K \left(R_s\right) = 0.1 \times 0.1 = 0.01$ volt

$V_{drop\ (full\ load)} = \left(I_o + I_K\right) R_s = 8.1 \times 0.1 = 0.81$ volt

$V_{RMS} = 1.11 \left[V_o + R_s \left(I_{o\ max} + I_K\right)\right]$

$V_{RMS} = 1.11 \left[35 + 0.1\ (8 + 0.1)\right]$

$V_{RMS} = 1.11 \left[35 + 0.81\right]$

$V_{RMS} = 1.11 \left[35.81\right]$

$V_{RMS} = 39.75$ volts RMS

$$V_{o\ max} = \frac{V_{RMS}}{1.11} - I_K R_s$$

$$V_{o\ max} = \frac{39.75}{1.11} - 0.1 \times 0.1 = 35.8 \text{ volts}$$

$$V_{o\ min} = \frac{39.75}{1.11} - 8.1 \times 0.1 = 35.0 \text{ volts}$$

PIV '(Peak inverse voltage)' .

PIV = 1.57 $V_{o\ max}$

PIV = 1.57 x 35.8 = 56.2 volts

Si on tient compte des variations de la ligne, I.E. si cette valeur de transfo. (39.75 V RMS) est mesuré au secondaire quand le secteur fournit 90 V RMS

$$V_{sec\ (RMS)} \quad \text{si } 115\ V_{RMS} \text{ au primaire} = \frac{115}{\frac{90}{39.75}} = 50.8 \text{ volts RMS}$$

On peut se référer à la figure 30A pour une vision rapide des résultats qui viennent d'être calculés.

On peut refaire le calcul afin d'obtenir une valeur d'inductance disponible sur le marché, soit une de 100 MH; 10 amp. (Hammond).

D'après les calculs précédents

$$L_C = \frac{R_{EFF} + R_s}{3\ W}$$

Donc la valeur de l'inductance est ≈ proportionnelle à R_{EFF} si R_s est petit et si la fréquence ne change pas $\left(60\ H_Z\right)$.

Si on veut une inductance de 0.1 Henry

$$\Rightarrow I_K \approx 3X\ 100\ MA$$

$$\Rightarrow R_K = \frac{V_o}{I_K} = \frac{35}{3 \times 0.1} = 116.\overline{6}\ \Omega$$

$$R_{EFF} = \frac{R_K\ R_{L\ max}}{R_K + R_{L\ max}} = 116.\overline{6}\ \Omega \quad \left(R_{L\ max} = \infty\right)$$

$$L_C = \frac{R_{EFF} + R_s}{3W} = \frac{116.\overline{6} + 0.1}{3 \times 2\pi \times 60} = 0.103\ H$$

$$\gamma\left(\begin{matrix}\text{'ripple'}\\ \text{factor}\end{matrix}\right) = 1\% = 0.01$$

$$\Rightarrow W^2LC = 12 \text{ d'après la fig. 13}$$

$$C = \frac{12}{W^2 L_C} = \frac{12}{2\pi .60^{\ 2} \times 0.1} = 844\ \mu F$$

I_{max} = ?

si L = L_C

$I_m = \left(2\ I_o + I_K\right)$

$I_m = 2\ 8 + 0.3 = 16.6$ A

MAIS si L = 2 L_C

$I_m = 1.5\ \left(I_o + I_k\right)$

Si on veut toujours garder L = 0.1H

$\Rightarrow$ On doit doubler I_K ($\Rightarrow$ 0.6 A)

$\Rightarrow R_K = \frac{116.\overline{6}}{2} = 58.\overline{3}\ \Omega$

$\Rightarrow L_C = \frac{0.1}{2} = 0.05$ H

et on utilise L = 2 L_C = 0.1H

$\Rightarrow I_m = 1.5\ (8 + 0.6) = 12.9$ A

$V_{drop\ (no\ load)} = I_K\ \left(R_s\right) = 0.6 \times 0.1 = 0.06$ volt

$V_{drop\ (full\ load)} = \left(I_o + I_K\right) R_s = 8.6 \times 0.1 = 0.86$ volt

$V_{RMS} = 1.11\ \left[V_o + R_s\ \left(I_{o\ max} + I_K\right)\right]$

$V_{RMS} = 1.11\ \left[35 + 0.1\ (8 + 0.6)\right]$

$V_{RMS} = 1.11\ [35 + 0.86]$

$V_{RMS} = 1.11\ [35.86]$

$V_{RMS} = 39.8$ volts RMS

$V_{o\ max} = \frac{V_{RMS}}{1.11} - I_K\ R_S$

$$V_{o\ max} = \frac{39.8}{1.11} - 0.6 \times 0.1 = 35.79\ V$$

$$V_{o\ min} = \frac{39.8}{1.11} - 8.6 \times 0.1 = 35.0\ V$$

$$PIV = 1.57\ V_{o\ max}$$

$$PIV = 1.57 \times 35.8 = 56.2 \text{ volts}$$

⇒ On a quand même la même valeur de transformateur.

On peut se référer à la fig. 30 B) pour une vision rapide de ces résultats.

Si on utilise un filtre CLC comme illustré à la figure 30 C), on peut obtenir une tension V_o légèrement plus élevée si on utilise le même transformateur.

Un des désavantages des circuits précédents est le non-régulation de V_o en fonction des variations du secteur (90 à 130 volts A.C. RMS) qui résulte en une variation de V_o de 35 à 52 volts.

Si initialement, la tension aux bornes de l'effet Peltier est + 10 volts, I = 8 ampères et V_o varie de 35 à 52 volts,

⇒ on a la puissance suivante dissipée dans Q1 :

$$\left(V_o = 35\ V\right) \Rightarrow P \approx \left[35 - \left(10 + 3\right)\right] \times 8 = 176 \text{ watts}$$

$$\left(V_o = 52\ V\right) \Rightarrow P \approx \left[52 - \left(10 + 3\right)\right] \times 8 = 312 \text{ watts}$$

Une différence de plus de 135 watts, d'où l'intérêt de minimiser les variations de la ligne sur V_o, d'autant plus que ces variations se reflètent jusqu'à un certain degré sur la régulation du courant.

Pour remédier à ces variations de la ligne serait d'utiliser un transformateur ferrorésonnant pour éliminer ces varia - tions et d'y adjoindre le même circuit de rectification et de filtration LC calculé précédemment.

Malheureusement, ce type de transformateur est rarissime commercialement (mes recherches actuelles m'ont permis de trouver un seul manufacturier fabriquant de tels transformateurs ('pronto' avec comme valeur maximale disponible V_o = 28 volts et valant $ 250.).

Une autre solution serait d'acheter une alimentation ferrorésonnante de Kepco.

Le P_{RM} 48-10 (48 volts - 10 ampères) (DEM)

36 volts aurait été préférable mais cette valeur n'est pas disponible avec un courant suffisamment élevé.

On peut, bien sûr, utiliser une résistance de charge entre la sortie du PRM 48-10 et le collecteur des transistors de puissance (voir figure 28).

6.6 - LISTE DES COMPOSANTES ELECTRONIQUES DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER

	Type	Coût
Fusible		
F	6A	
Power supply		
P.S. 1	Ferrorésonnant (48 volts; 10 ampères) PRM 48-10 de Kepco	
P.S. 2	HPPD 015 033 ± 15 volts; 0.3 ampère de Hammond	
Filtre		
EMI	Modèle : GA1A - 1A de Standard Applied Engineering	
Amplificateur Opérationnel		
A_1	AD542LH (Analog Devices)	
A_2	"	
A_3	"	
A_4	"	
A_5	"	
A_6	TL071 (Texas Instruments)	
A_7	MC1436G (Motorola)	
A_8	"	
A_9	"	
A_{10}	"	

	Type
Amplificateur Opérationnel	
A_{11}	AD542 LH (Analog Devices)
A_{12}	MC1436G (Motorola)
A_{13}	"
A_{14}	"
A_{15}	"
Voltage de référence	
VR_1	AD581LH (+ 10 volts) (Analog Devices)
Régulateur de Voltage	
RV_1	LM317T (-)
Overvoltage crowbar sensing circuit	
OVCSC	MC3423P (Motorola)
Transistors	
T_1	2N3906
T_2	TIP647
T_3 à T_{10}	MJ15003 (Motorola)

	Type	Coût
Résistances		
R_1	0.51 Ω (1/2W)	
R_2	0.51 Ω (1/2W)	
R_3	30 K Ω (1/2W)	
R_4	30 K Ω (1/2W)	
R_5	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_6	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_7	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_8	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_9	100 K Ω (1/4W 1/4% 10 PPM)	
R_{10}	100 K Ω (1/4W 1/4% 10 PPM)	
R_{11}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{12}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{13}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{14}	22 F Ω (1/4W)	
R_{15}	1 K Ω (1/2W)	
R_{16}	240 Ω (1/2W)	
R_{17}	3 K Ω (1/2W)	
R_{18}	10.4 K Ω (1/4W 1/4% 10 PPM)	
R_{19}	10.4 K Ω (1/4W 1/4% 10 PPM)	
R_{20}	10.4 K Ω (1/4W 1/4% 10 PPM)	
R_{21}	94.2 K Ω (1/4W 1/4% 10 PPM)	
R_{22}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{23}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{24}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	

	Type	Coût
Résistances		
R_{25}	11 K Ω (1/4W 1% 100PPM)	
R_{26}	240 Ω (1/2W)	
R_{27}	100 K Ω (1/4W)	
R_{28}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{29}	3.6 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{30}	11 K Ω (1/4W 1% 100 PPM)	
R_{31}	100 Ω (225W)	
R_{32}	100 Ω (225W)	
R_{33}	4 Ω (225W)	
R_{34}	4 Ω (225W)	
R_{35}	4 Ω (225W)	
R_{37} à R_{44}	1 Ω (5W 5%)	
R_{45} à R_{48}	11 K Ω (1/4W 1% 100PPM)	
R_{49}	0.1 Ω (100W 1% 90 PPM) (Dale)	
Diodes		
D_1, D_2	IN6276A (16 volts) 'transient suppressor' (MO-SORBS de Motorola)	
D_3 à D_6	14743A (13 volts)	
D_7 à D_9	IN914	
D_{10}, D_{11}	IN4007	
D_{12}	IN62886A (43 volts) 'transient suppressor' (Mo-Sorbs de Motorola)	

	Type	Coût
Diodes		
D_{13} à D_{15}	IN914	
D_{16}	60S10 (International Rectifier)	
D_{18} à D_{25}	IN4007	
Trimpot		
P_1	5K Ω	
P_2	20 K Ω (15 PPM) (Vishay)	
P_3	20 K Ω	
P_4	20 K Ω (15 PPM) (Vishay)	
P_5	10 K Ω	
P_6	20 K Ω	
Condensateurs		
C_1	1 μF (100 volts) (Film)	
C_2, C_3	1 μF (50 volts) (Tantalum)	
Thyristor		
SCR1	TIC 263D (Texas Instruments)	
Heat sink		
H.S.1	THM 6003B-2 (5°C/W)	
H.S.2 à H.S. 10	THM 6421B-2 (0.8°C/W)	

CONCLUSION

Toutes les alimentations développées ici utilisent la technique de régulation série dont les plus grands avantages sont la simplicité du circuit, l'excellent régulation au niveau de la ligne et de la charge, le temps de recouvrement minimal.

Pour les circuits de haute puissance cependant, deux désavantages peuvent être non-négligeables: le volume occupé par l'élément de contrôle ainsi que la puissance qu'il dissipe.

Ces désavantages s'appliquent ici pour l'alimentation de l'effet Peltier mais bien sûr, tout dépend de l'espace dont on dispose et des restrictions que l'on s'impose.

Il serait possible de minimiser de beaucoup la puissance dissipée si les spécifications de l'effet Peltier (0-25V; 0-8A) étaient plus standard. En effet, un effet Peltier dont les spécifications seraient de 0-15V; 0-15A, permettrait l'utilisation d'un power-supply ferrorésonnant fournissant une tension réduite à 24 volts soit le PRM 24-20, une réduction de tension entre ce dernier et l'émetteur des transistors de puissance d'où une diminution de puissance dissipée et par conséquent de volume occupé puisque moins de transistors devraient être mis en parallèle.

Pour minimiser vraiment le volume et la puissance dissipée, la technique de régulation à commutation devra être adoptée.

Comme le + 5 volts est maintenant nécessaire pour une certaine partie de l'électronique gravitant autour des

capteurs PBS, il est alors suggéré d'éliminer l'alimentation + 3.5V; 1.2A et de faire une nouvelle sélection de lampe au tungstène. Certaines de ces lampes requièrent une alimentation de 5 volts et sont disponibles commercialement.

Les sources d'alimentation ainsi conçues sont suffisamment versatiles pour être adaptées à un nouveau sytème de détection à infrarouge à capacité améliorée. Un tel système fait présentement l'objet d'une étude et si des travaux sont entrepris en ce sens, les modifications aux alimentations actuelles devraient être minimales.

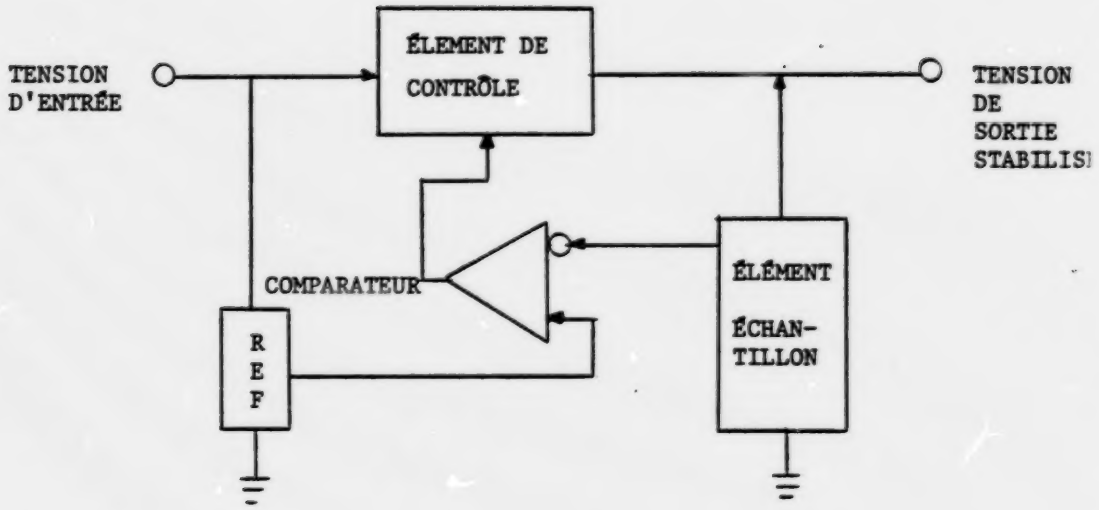
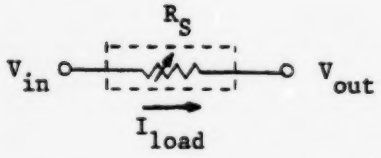


FIGURE 1

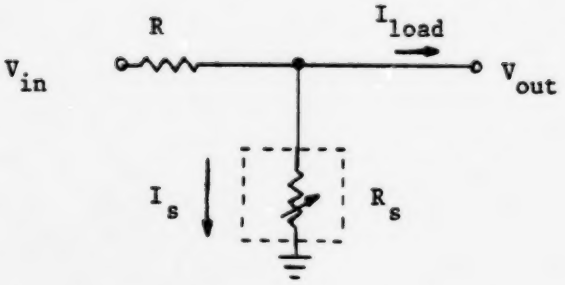
DIAGRAMME EN BLOC D'UN RÉGULATEUR DE BASE

SÉRIE



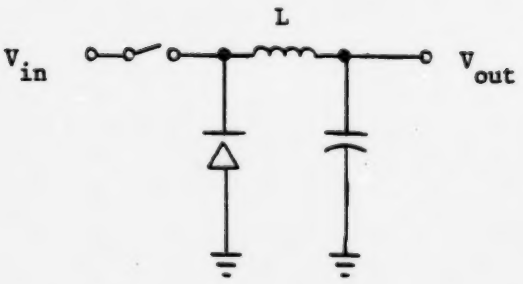
$$V_{out} = V_{in} - (R_s)\, I_{load}$$

PARALLÈLE



$$V_{out} = V_{in} - R\,(I_{load} + I_s)$$

À COMMUTATION



$$V_{out} \propto V_{in} \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

FIGURE 2
REPRÉSENTATION DES ÉLÉMENTS DE CONTRÔLE DE BASE

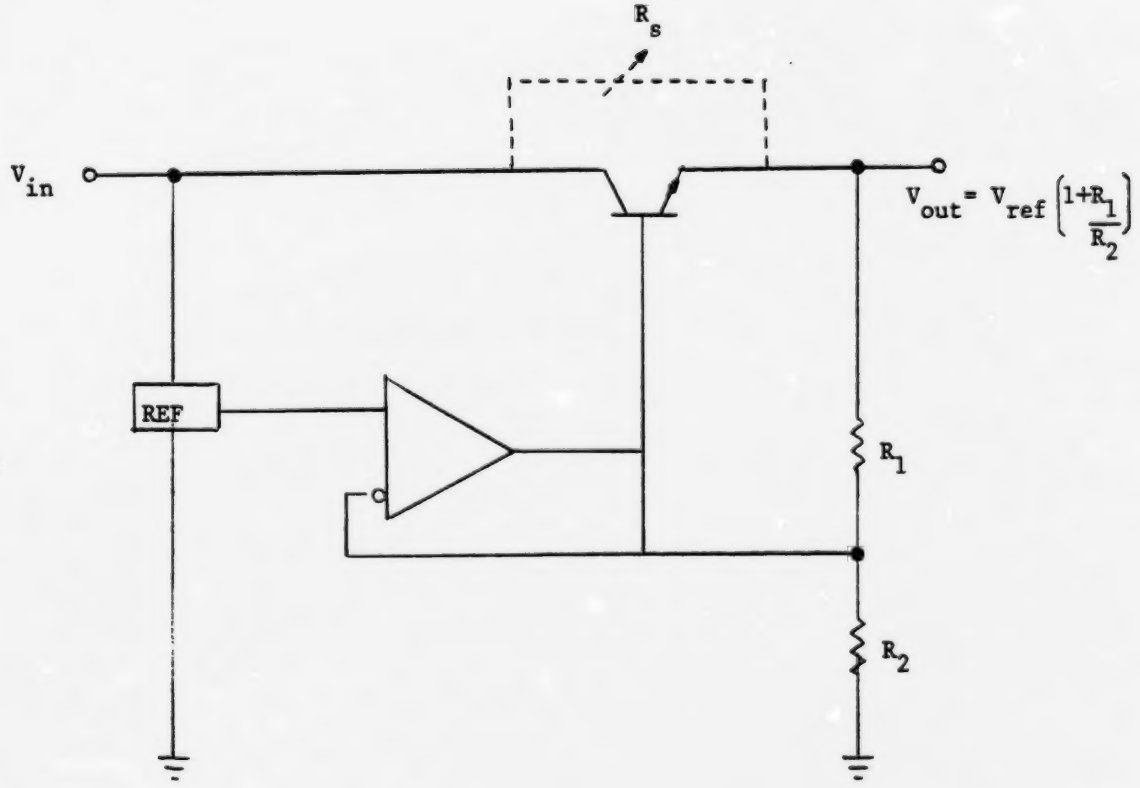


FIGURE 3

RÉGULATEUR SÉRIE DE BASE

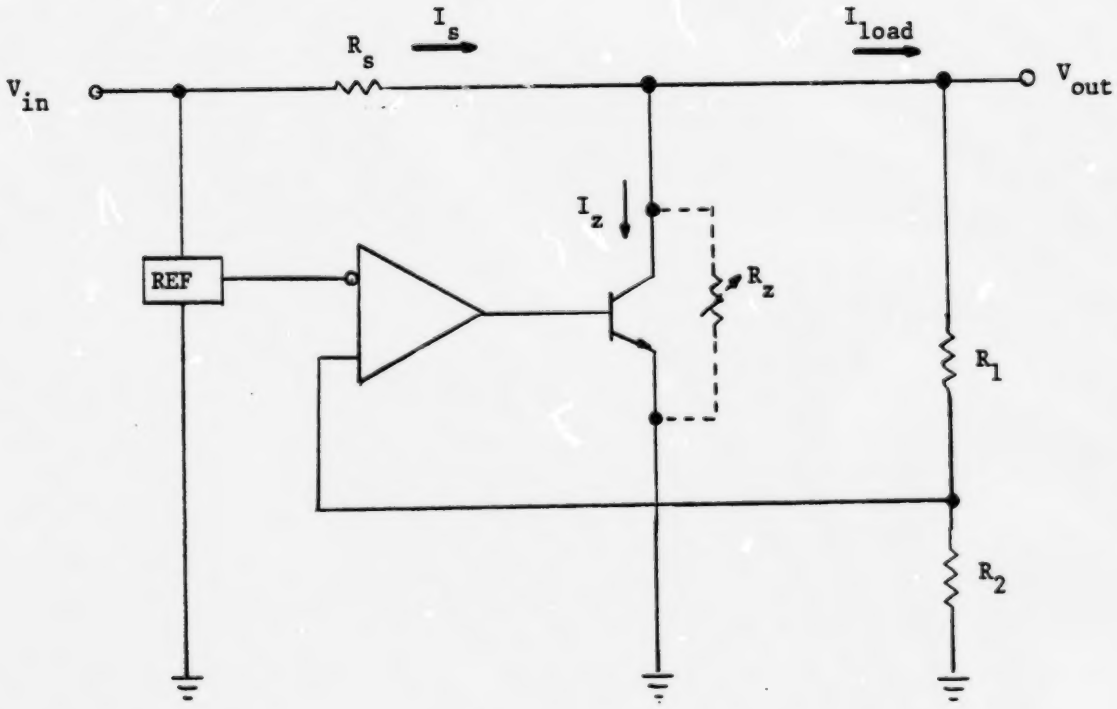


FIGURE 4

RÉGULATEUR PARALLÈLE DE BASE

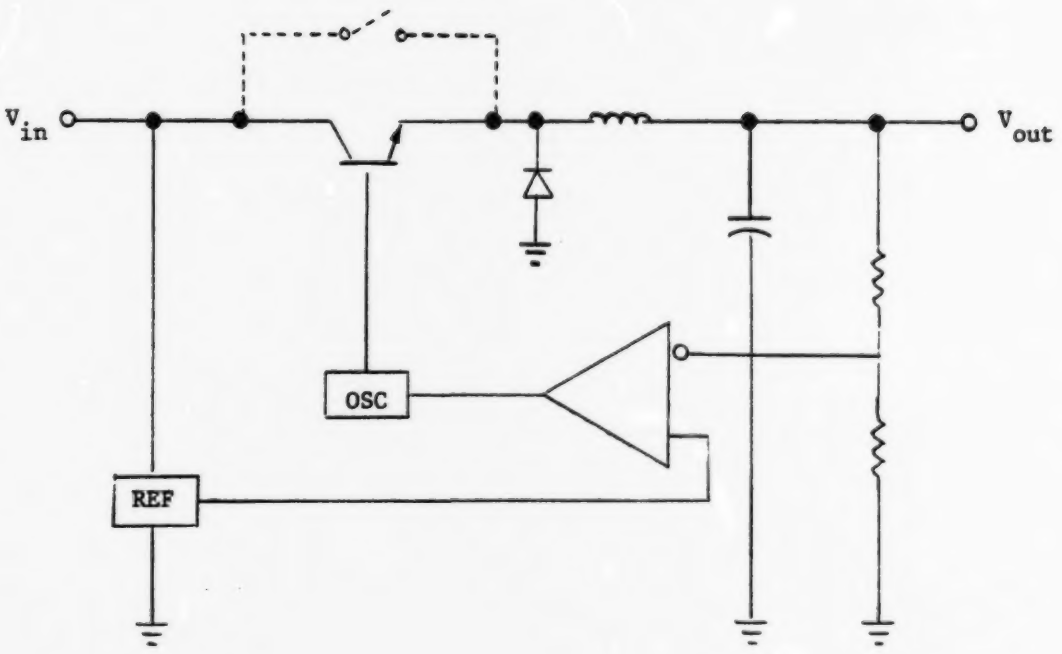


FIGURE 5

RÉGULATEUR À COMMUTATION DE BASE

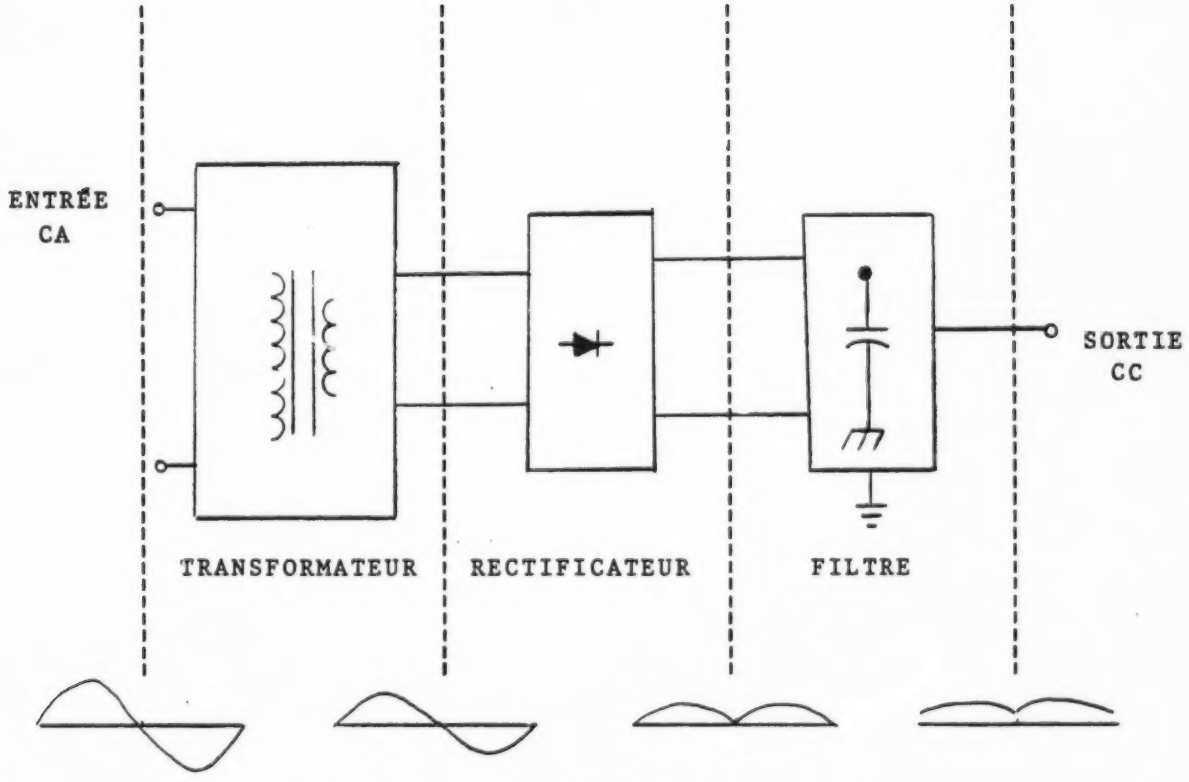
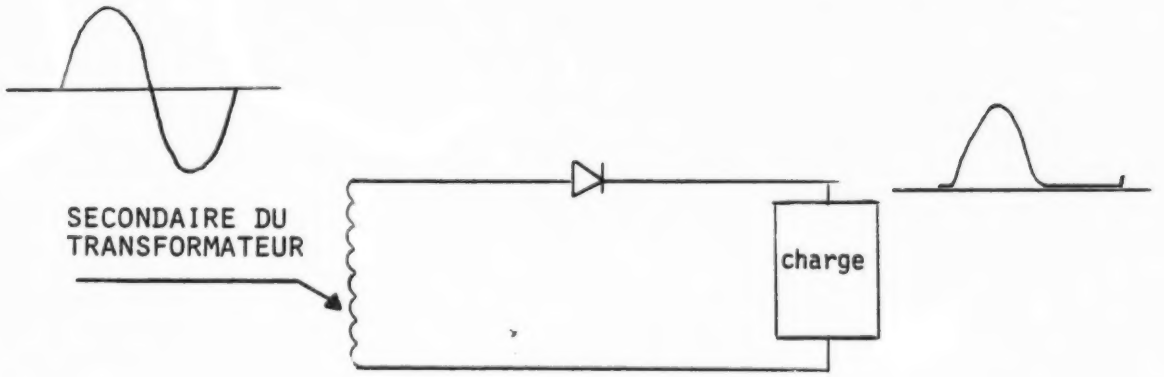
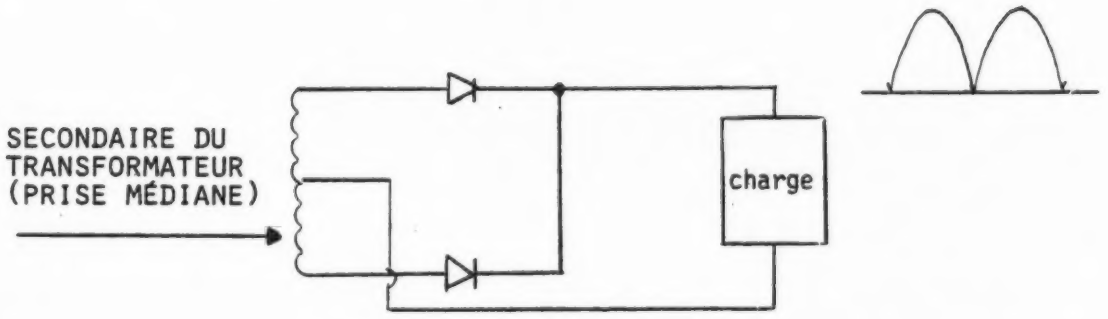


FIGURE 6

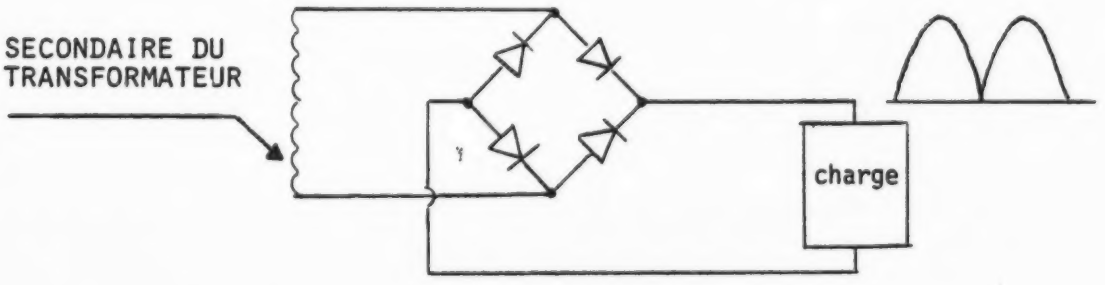
ÉTAPE D'ENTRÉE D'UNE ALIMENTATION



DEMIE ONDE



PLEINE ONDE À PRISE MÉDIANE



PLEINE ONDE EN PONT

FIGURE 7

CONFIGURATIONS TRANSFORMATEUR/RECTIFICATEUR

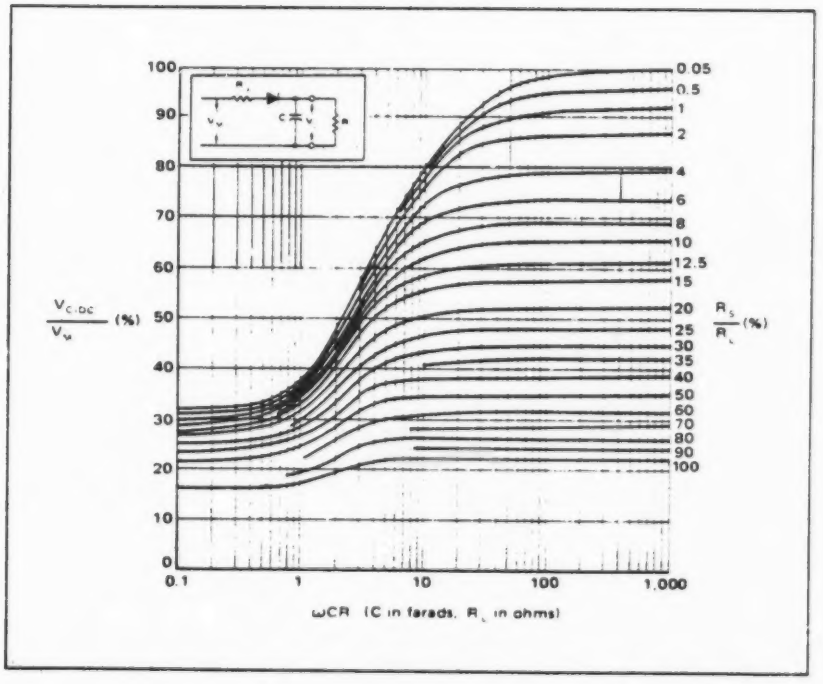


FIGURE 8

RAPPORT ENTRE LA TENSION CRÊTE D'ENTRÉE
ET LA SORTIE CONTINUE POUR UN CIRCUIT DEMI-ONDE

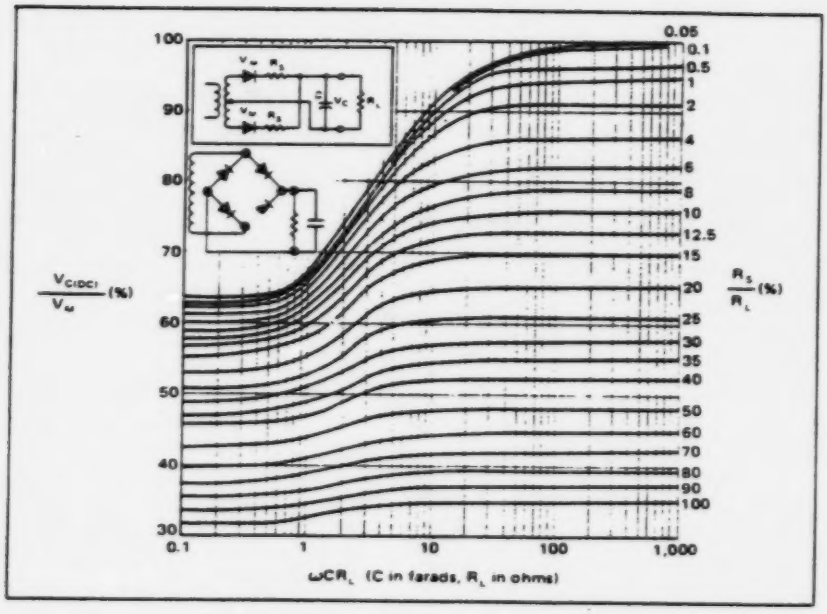


FIGURE 9

RAPPORT ENTRE LA TENSION CRÊTE D'ENTRÉE

ET LA SORTIE CONTINUE POUR UN CIRCUIT PLEINE ONDE

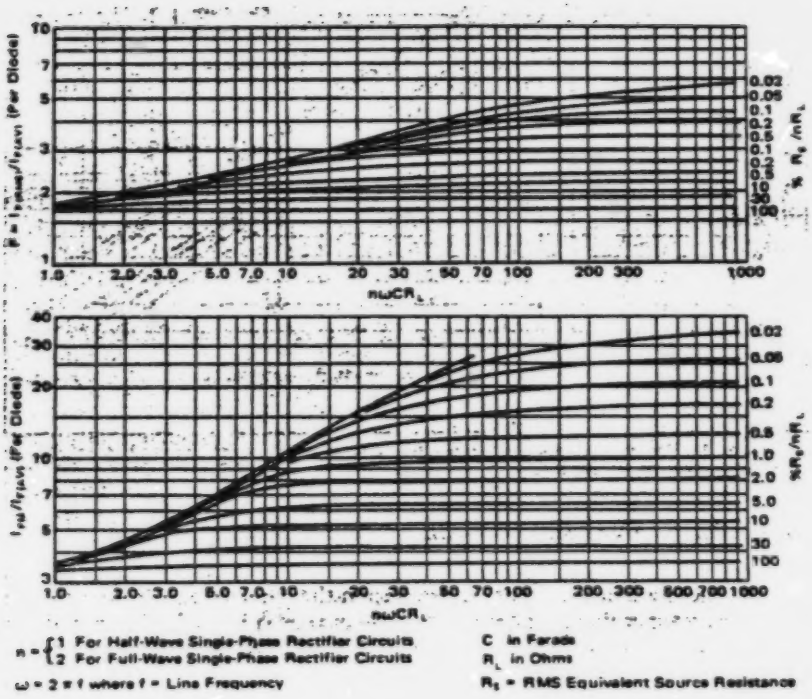


FIGURE 10

RAPPORTS I_{CRETE}/I_{MOYEN} ET I_{RMS}/I_{MOYEN}
SELON LE FILTRE D'ENTRÉE

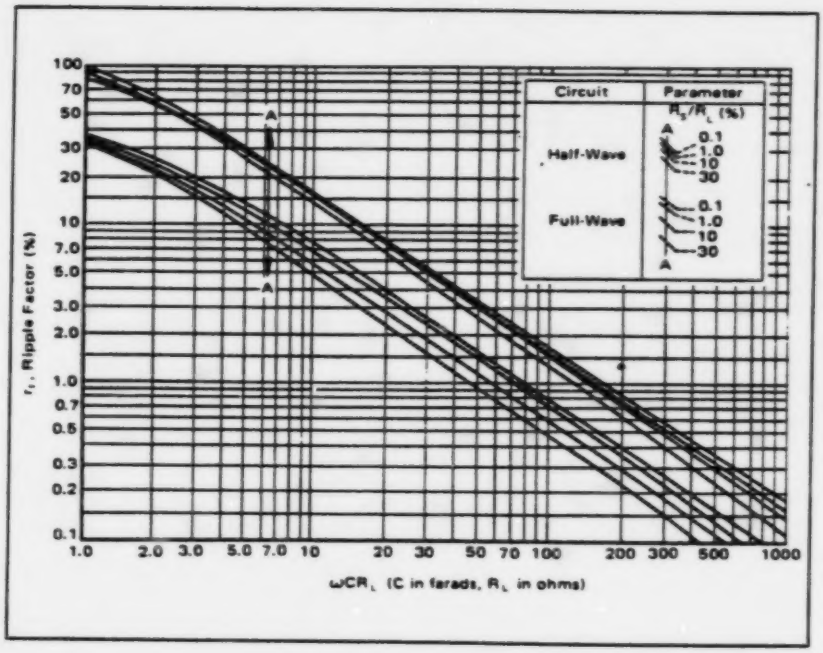


FIGURE 11

CALCUL DE L'ONDULATION

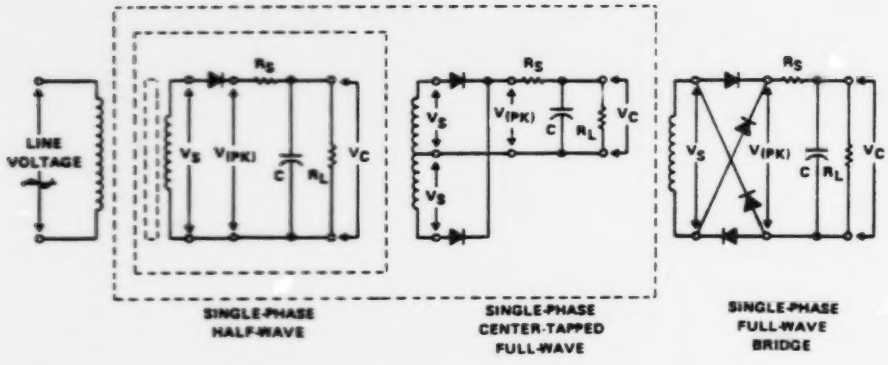


FIGURE 12

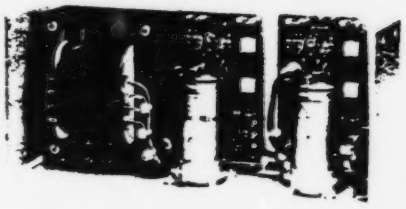
CONCEPTION DU FILTRE D'ENTRÉE

GFC HAMMOND

Dual Output

GFOF-2D series

	Output 1	Output 2
GFOF 2 DA	12-15V/ 3A	12-15V/ 3A ←
GFOF 2 DB	5V/ 6A	5V/ 6A
GFOF 2 DC	5V/ 6A	12-15V/ 3A
GFOF 2 DD	5V/ 6A	24V/ 2.3A



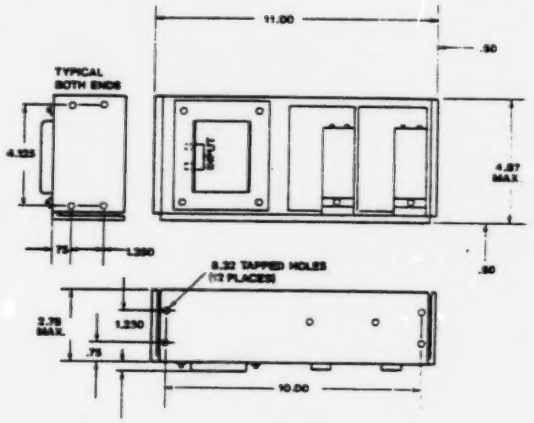


FIGURE 13

ALIMENTATION HAMMOND D

6FOF 2 DA 12-15V/3A

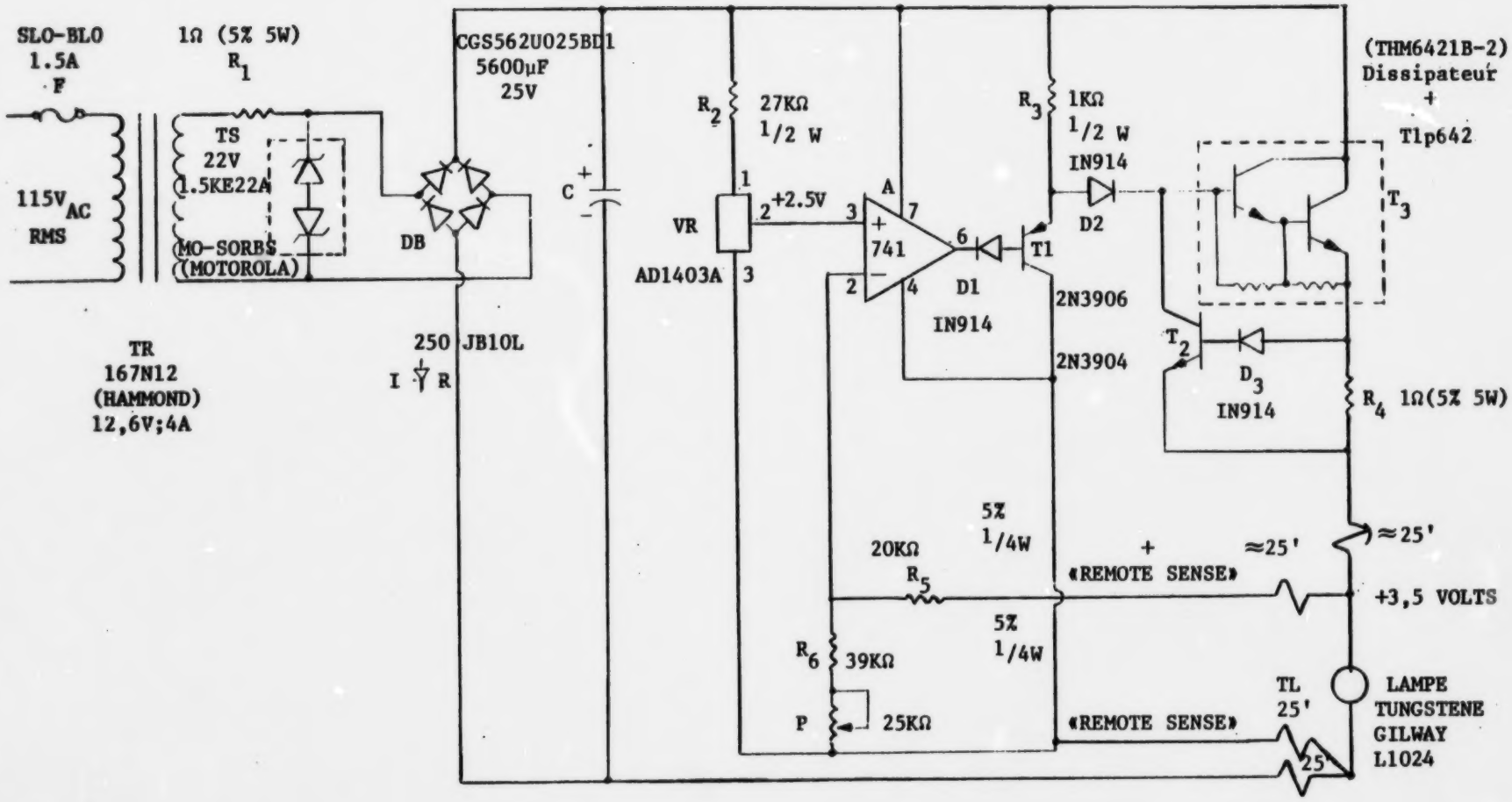


FIGURE 14

ALIMENTATION DE LA LAMPE AU TUNGSTÈNE (3,5 VOLTS ; 1,2 AMPÈRE)

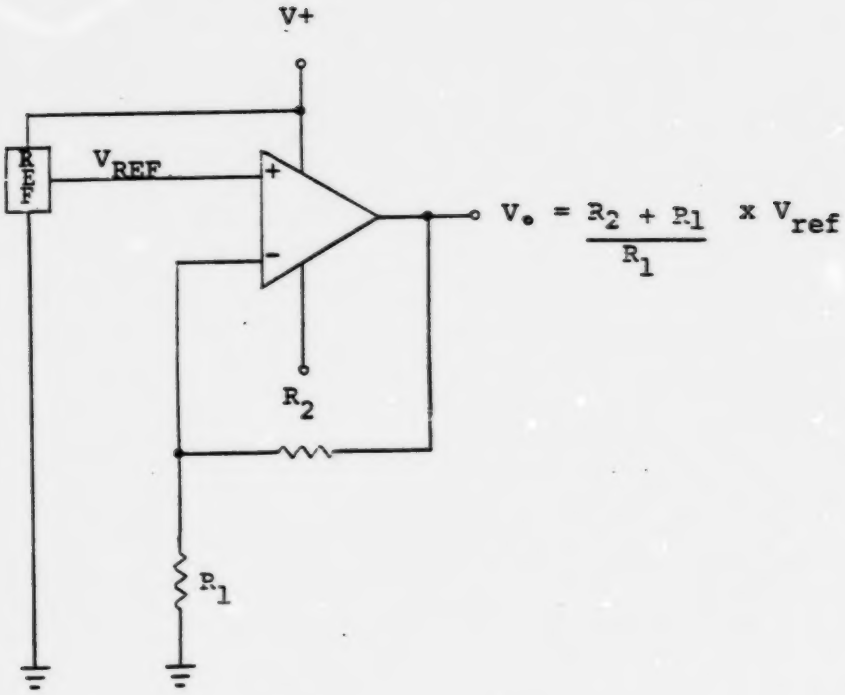


FIGURE 15

AMPLIFICATEUR NON-INVERSEUR

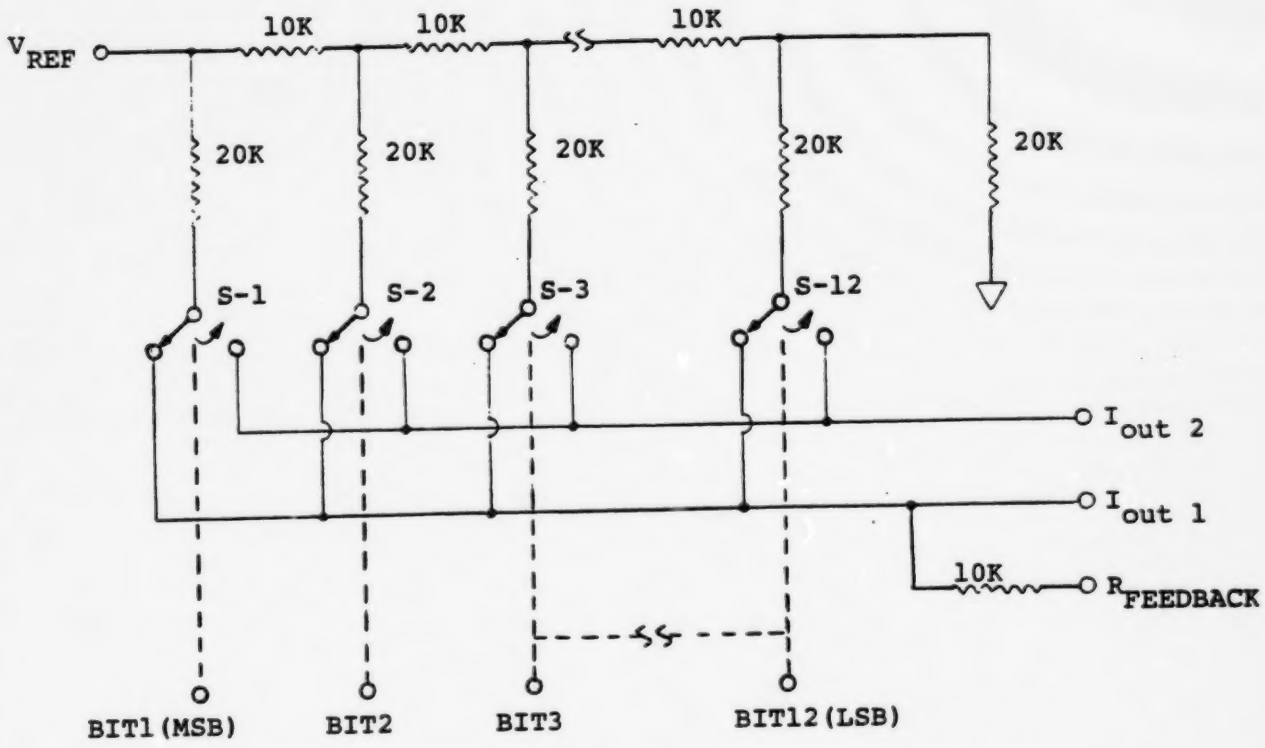


FIGURE 16

DIAGRAMME FONCTIONNEL D'UN «MULTIPLYING DAC»

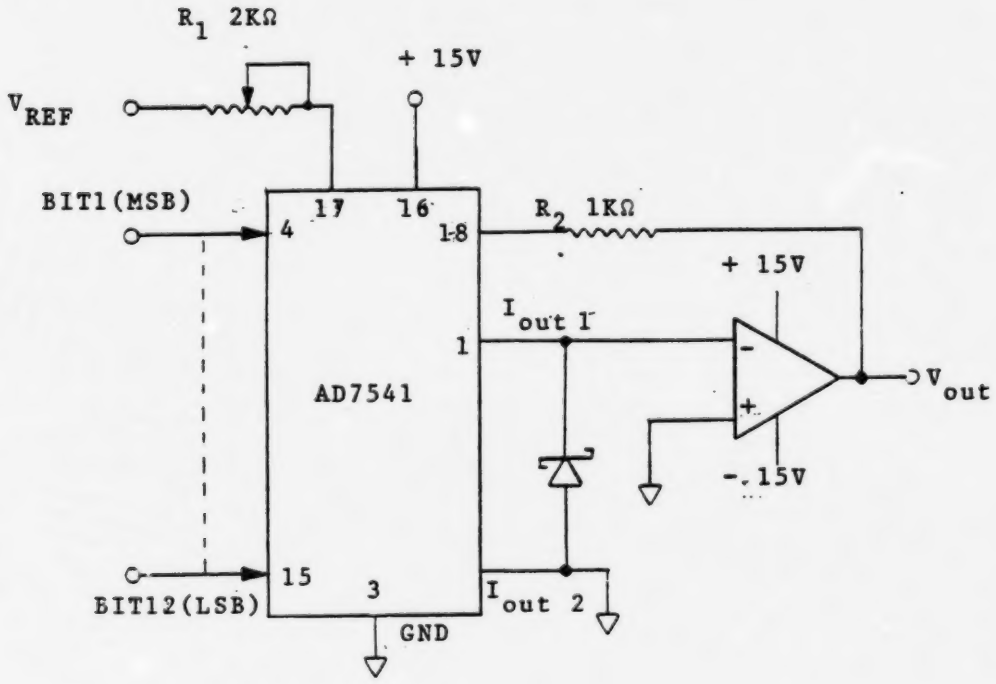


FIGURE 17

DAC EN MODE NORMAL UNIPOLAIRE

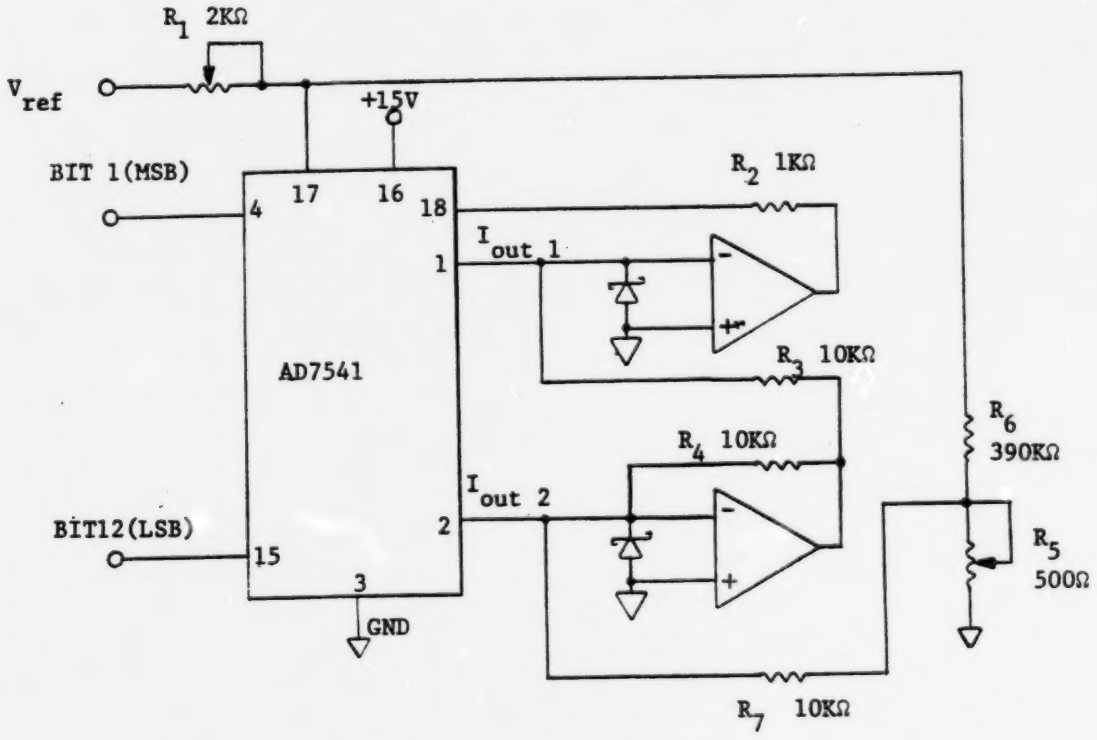


FIGURE 18

DAC EN MODE NORMAL BIPOLAIRE (4-QUADRANT)

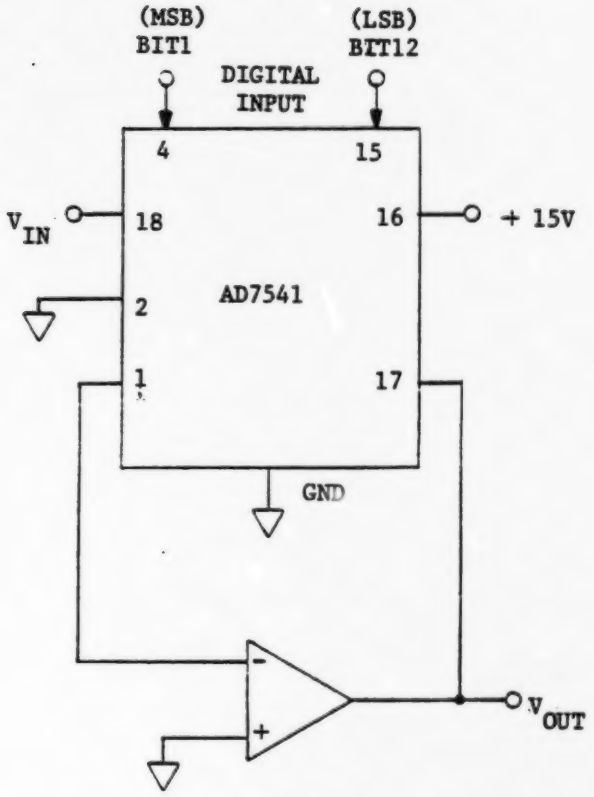


FIGURE 19

DIVISEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE

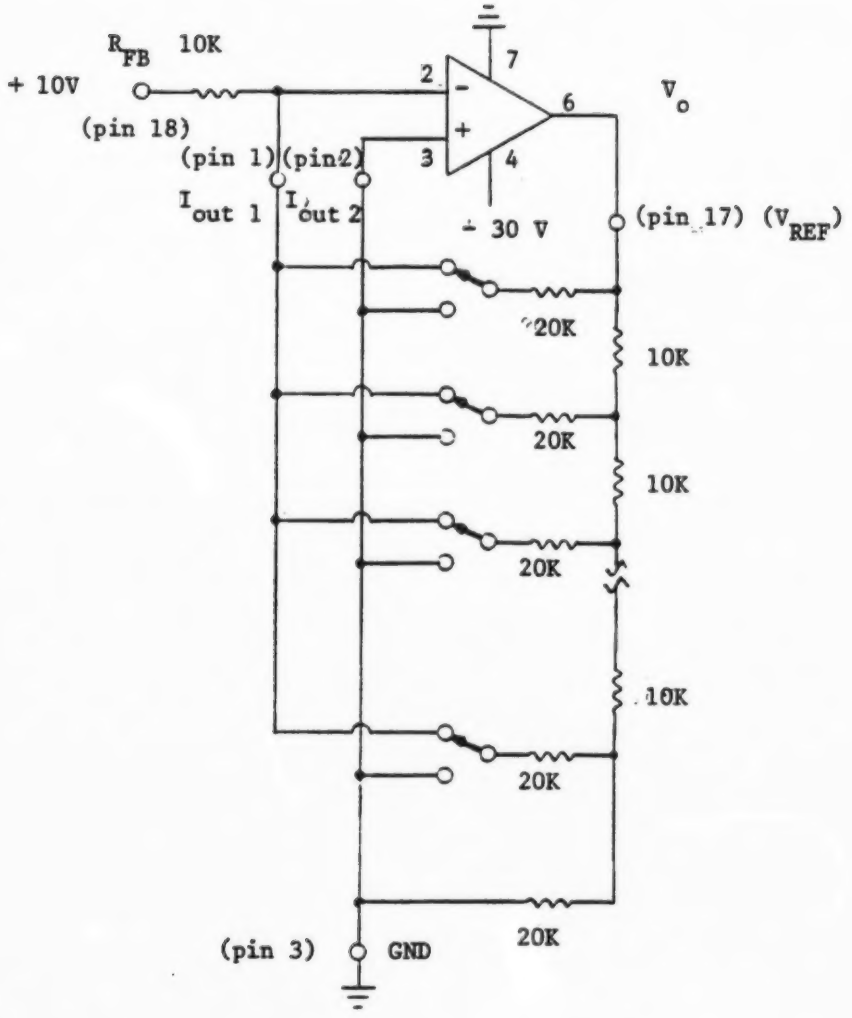


FIGURE 20

DIVISEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE

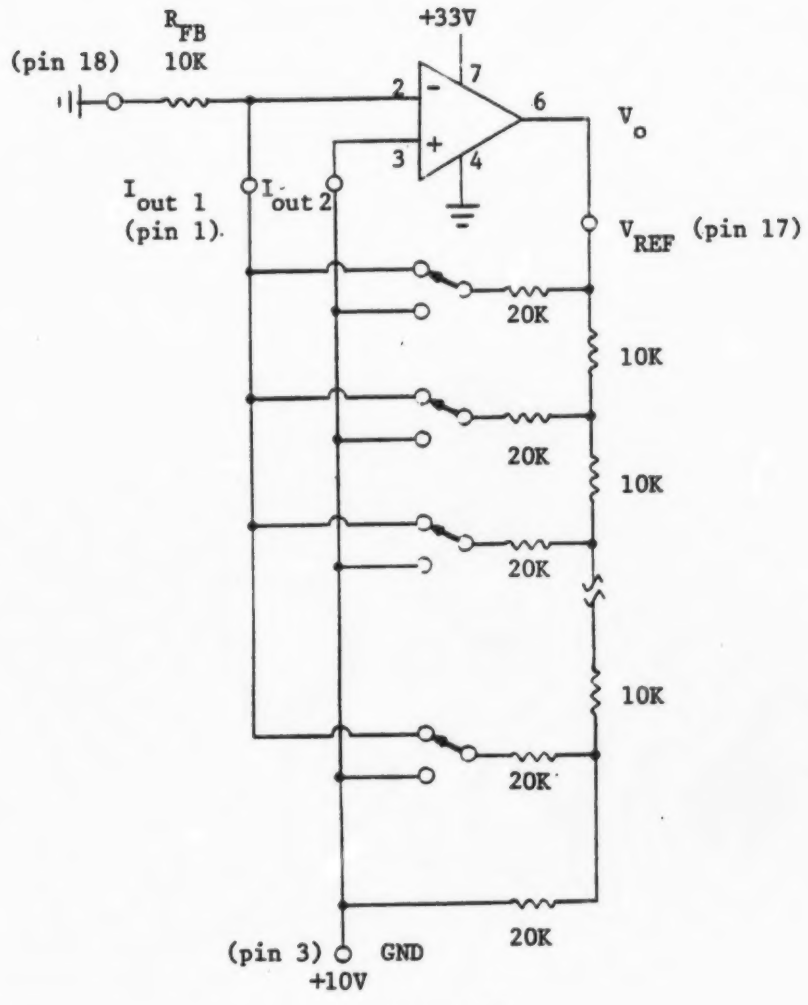
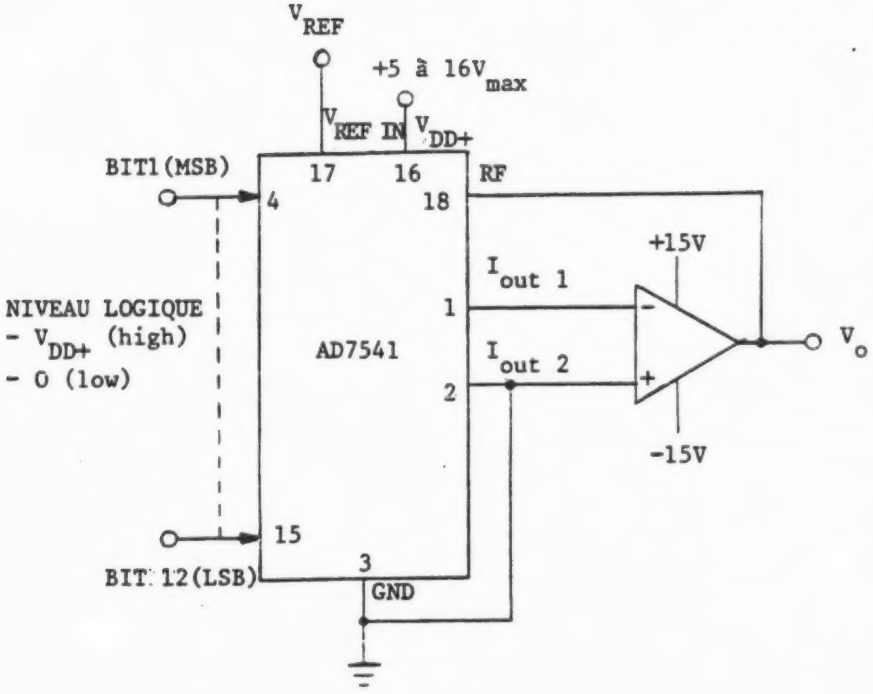


FIGURE 21

DIVISEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE VERSION 2



$$V_o = - V_{REF} \left(\frac{A_1}{2^1} + \frac{A_2}{2^2} + \frac{A_3}{2^3} + \ldots + \frac{A_{12}}{2^{12}} \right)$$

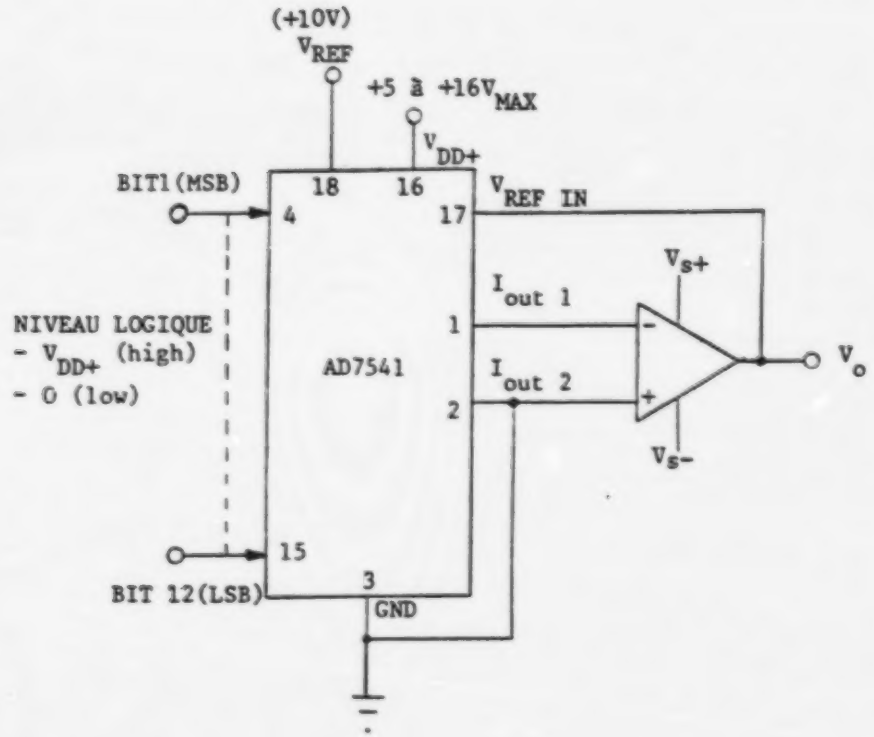
$-10 \leq V_o \leq 0$ SI $V_{REF} = +10$ VOLTS

$0 \leq V_o \leq +10$ SI $V_{REF} = -10$ VOLTS

FIGURE 22

CONFIGURATION SUGGÉRÉE POUR

$-10 \leq V_o \leq 0$ OU $0 \leq V_o \leq +10$



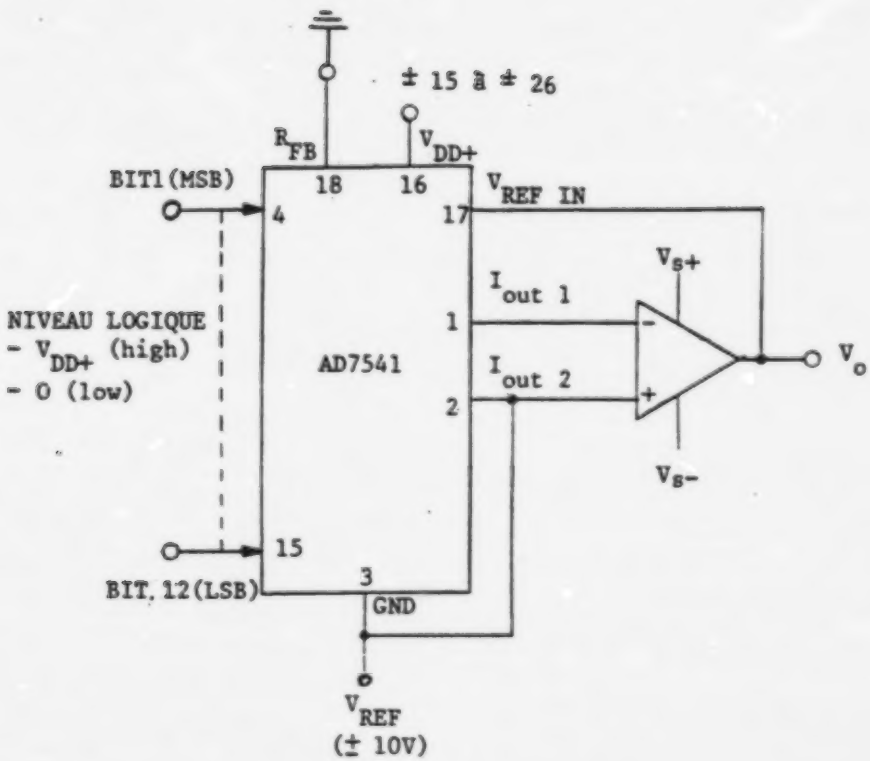
$$Vo = - V_{REF} \Big/ \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \ldots + \frac{A_{12}}{4096} \right)$$

$-20V \leq Vo \leq -10$	SI	V_{REF} - +10 VOLTS	;	V_{S+} = 0 VOLT V_{S-} = -25 VOLTS
$+10V \leq Vo \leq +20$	SI	V_{REF} = -10 VOLTS	;	V_{S+} = +25 VOLTS V_{S-} = 0 VOLT

FIGURE 23

CONFIGURATION SUGGÉRÉE POUR

$-20 \leq Vo \leq -10$ OU $+10 \leq Vo \leq +20$



$-30V \leq Vo \leq -20$ SI V_{REF} = +10 VOLTS ; Vs+ = 0 VOLT
Vs- = -33 VOLTs

$+20V \leq Vo \leq +30$ SI V_{REF} = -10 VOLTS ; Vs+ = +33 VOLTS
Vs- = 0 VOLT

Vo NE DOIT PAS DEPASSER /35V/

FIGURE 24

CONFIGURATION SUGGÉRÉE POUR

$-30V \leq Vo \leq -20V$ OU $+20V \leq Vo \leq +30V$

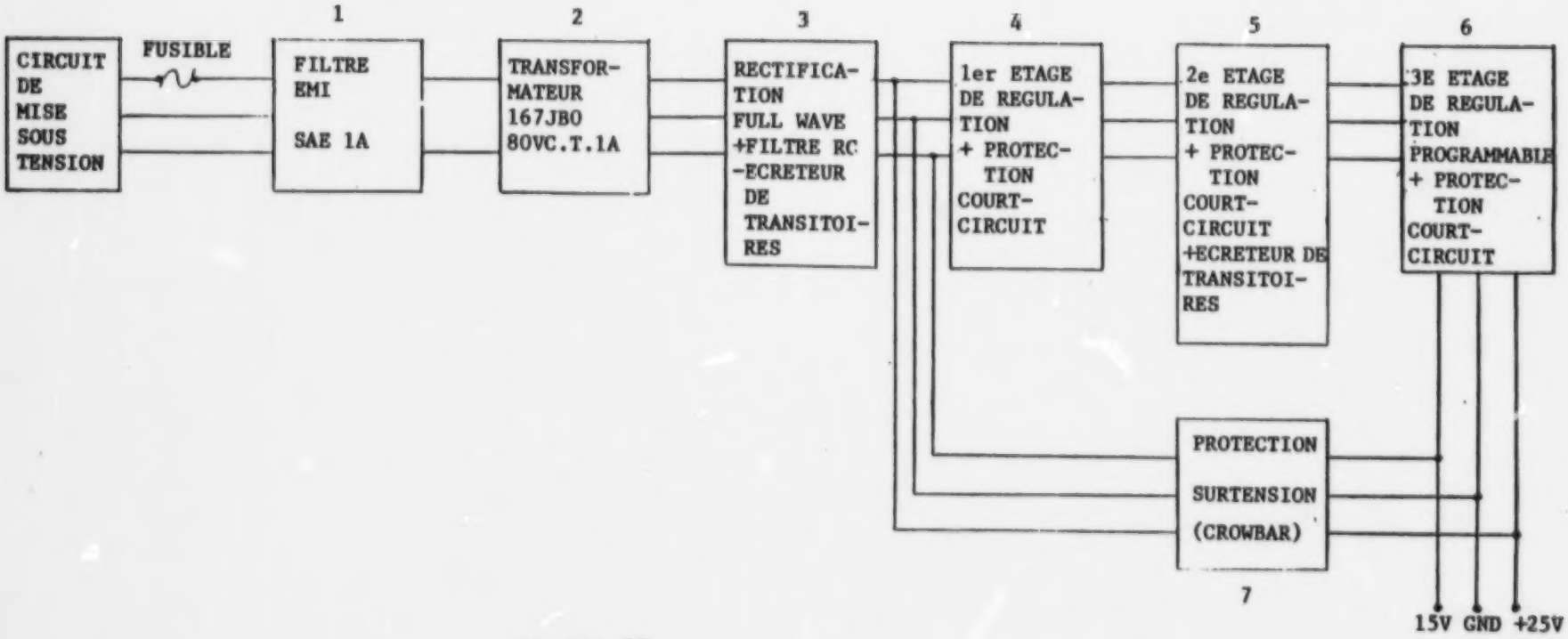
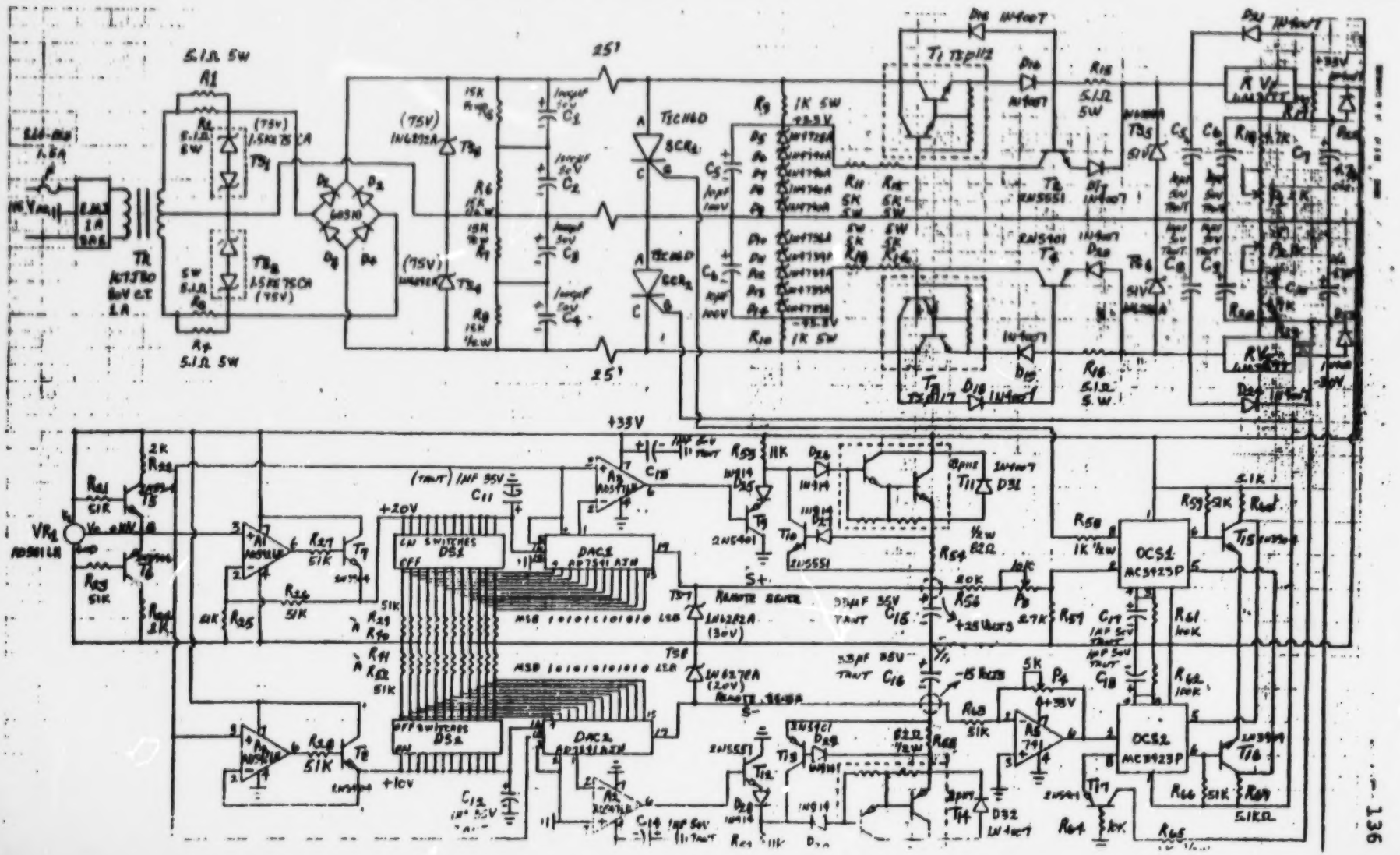


FIGURE 25

BLOC DIAGRAMME DE L'ALIMENTATION DES CAPTEURS PBS EN INFRAROUGE

FIGURE 26

ALIMENTATION DES CAPTEURS PbS EN INFRAROUGE



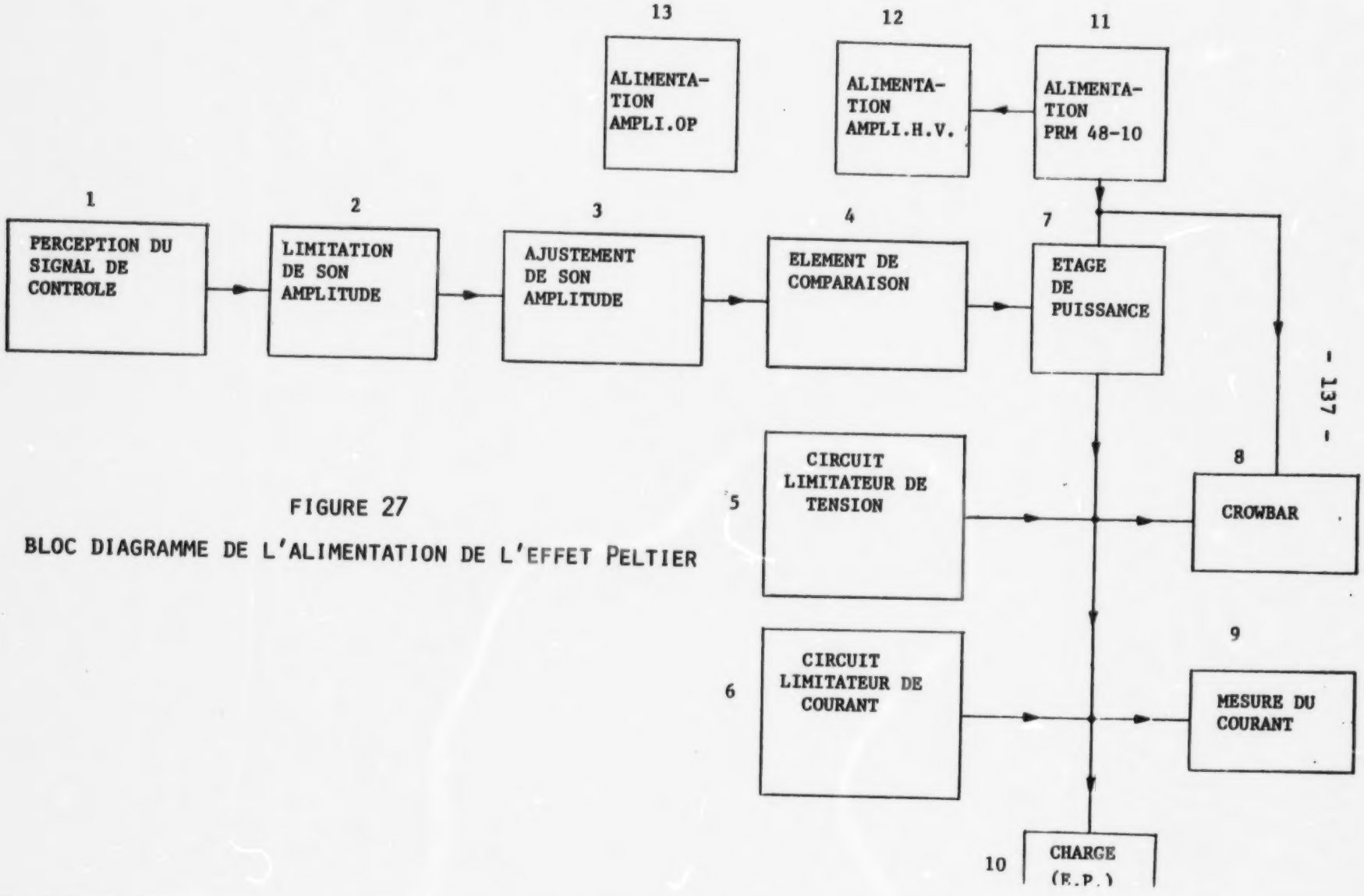
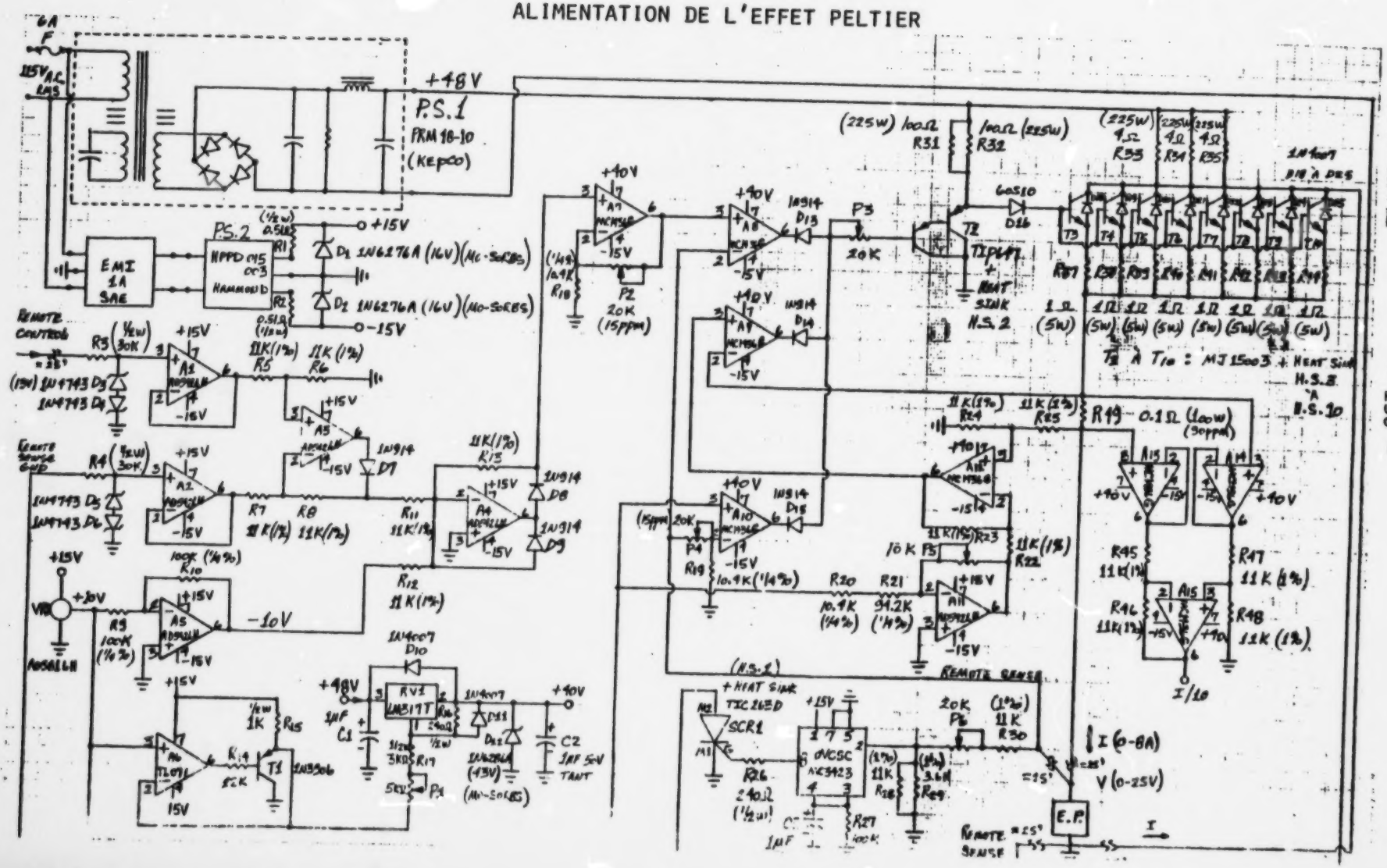


FIGURE 27

BLOC DIAGRAMME DE L'ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER

FIGURE 28

ALIMENTATION DE L'EFFET PELTIER



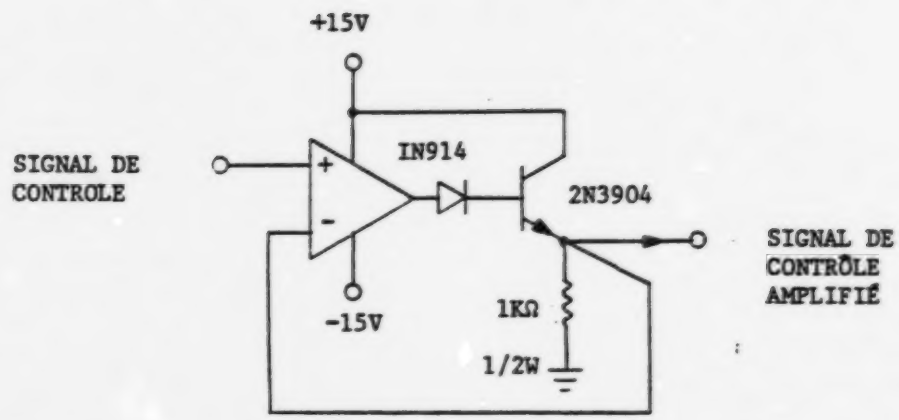


FIGURE 29

CONDITIONNEMENT DU SIGNAL DE CONTRÔLE

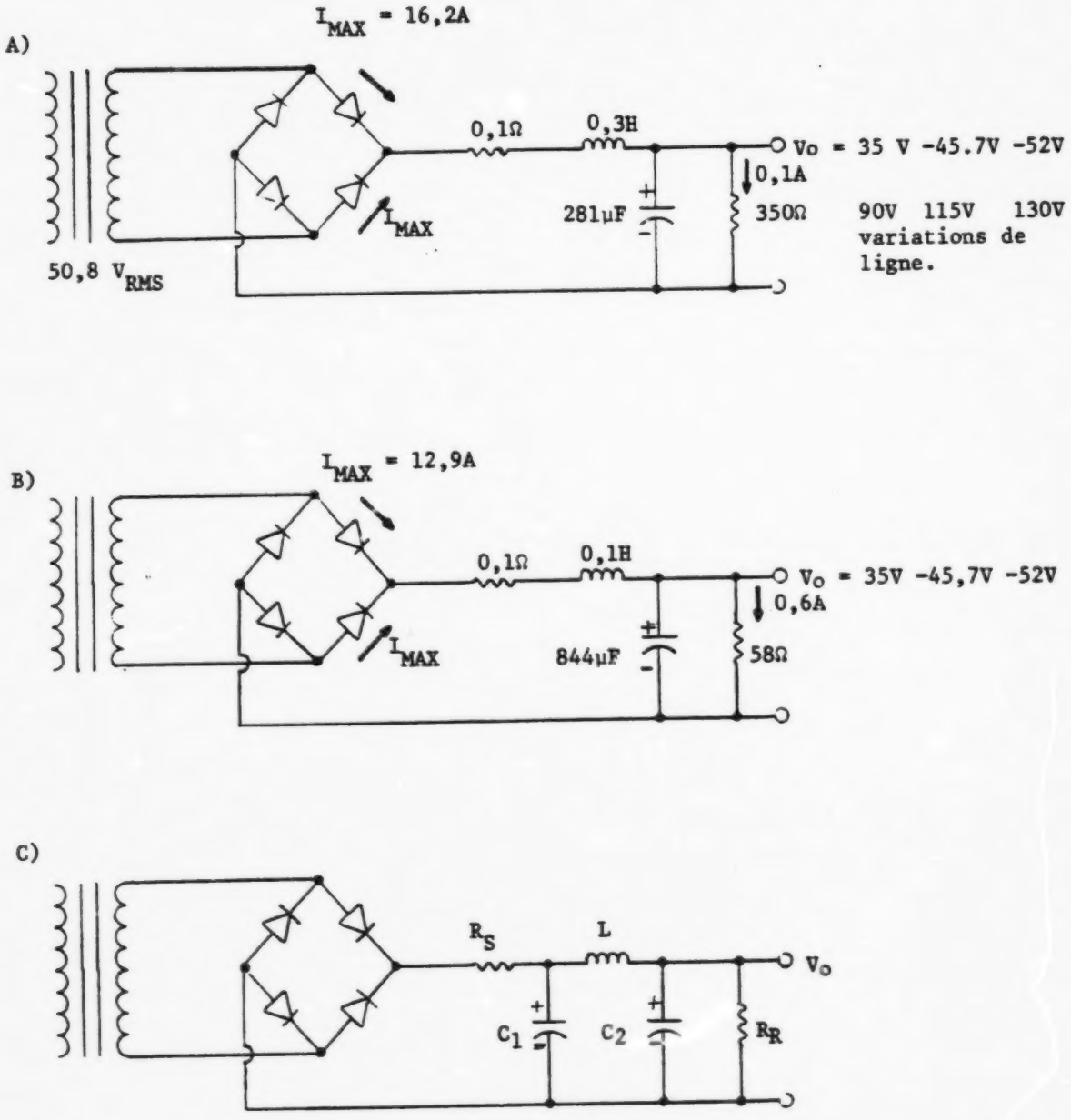


FIGURE 30

FILTRES LC

APPENDICE

SOME STRAIGHT TALK ABOUT TRANSIENT SUPPRESSORS

Distinction is sometimes made between devices trademarked Mosorb (by Motorola Inc.), and standard zener/avalanche diodes used for reference, low-level regulation and low-level protection purposes. It must be emphasized from the beginning that Mosorb devices are, in fact, zener diodes. The basic semiconductor technology and processing are identical. The primary difference is in the applications for which they are designed. Mosorb devices are intended specifically for transient protection purposes and are designed, therefore, with a large effective junction area that provides high pulse power capability while minimizing the total silicon use. Thus, Mosorb pulse power ratings begin at 600 watts — well in excess of low power conventional zener diodes which in many cases do not even include pulse power ratings among their specifications.

MOVs, like Mosorbs, do have the pulse power capabilities for transient suppression. They are metal oxide varistors (not semiconductors) that exhibit bidirectional avalanche characteristics, similar to those of back-to-back connected zeners. The main attributes of such devices are low manufacturing cost, the ability to absorb high energy surges (up to 600 joules) and symmetrical bidirectional "breakdown" characteristics. Major disadvantages are: high clamping factor, an internal wear-out mechanism and an absence of low-end voltage capability. These limitations restrict the use of MOVs primarily to the protection of insensitive electronic components against high energy transients in applications above 20 volts, whereas, Mosorbs are best suited for precise protection of sensitive equipment even in the low voltage range — the same range covered by conventional zener diodes. The relative features of the two device types are covered in Table 1.

RELATIVE FEATURES OF MOVs and MOSORBS
Table 1

MOV	Mosorb/Zener Transient Suppressor
• High clamping factor.	• Very good clamping close to the operating voltage.
• Symmetrically bidirectional.	• Standard parts perform like standard zeners and have to be ordered as specials for symmetrical bidirectional operation.
• Energy capability per dollar usually much lower than a silicon device. However, if good clamping is required a higher energy device would be needed, resulting in higher cost.	• Good clamping characteristic could reduce overall system cost.
• Inherent wear out mechanism clamp voltage degrades after every pulse, even when pulsed below rated value.	• No inherent wear out mechanism.
• Ideally suited for crude ac line protection.	• Ideally suited for precise dc protection.
• High single-pulse current capability.	• Medium multiple-pulse current capability.
• Degrades with overstress.	• Fails short with overstress.
• Good high voltage capability.	• Limited high voltage capability unless series devices are used.
• Limited low voltage capability.	• Good low voltage capability.

Half Wave Rectifier With Series Inductive Filter
Figure 5 is a half-wave rectifier with series inductive filtering. The inductor, in series with the load, prevents any rapid changes in the current flow and thus reduces the ripple factor by acting as an energy storage device. When the current flow is above the average current required, energy is stored in the inductor, and when the current is below the average, the stored energy is released. *Figure 6* is the plot of ripple factor versus filter product for the inductor input filter. Because of the energy storage available with an inductor, the peak current through the rectifier is little more than the average current. However, the peak inverse voltage PIV seen by the rectifier is simply V_M, the peak input voltage. *Figure 7* is a plot of V_O/V_M ratio as a function of the inductor filter product.

Fig. 6 Ripple Factor vs Filter Product

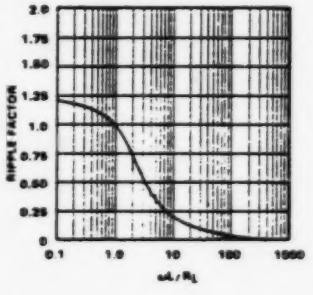
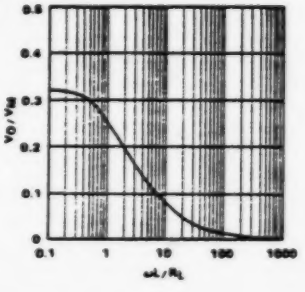


Fig. 7 V_O/V_M Ratio



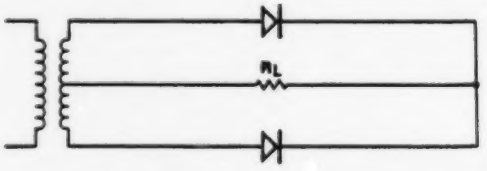
Single-Phase Full-Wave Rectifier
Figure 8, a basic full wave rectifier, has the following electrical characteristics.

$$I_{rms} = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \qquad I_O = \frac{2IM}{\pi} \qquad \gamma = 0.48$$

$$P_O = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \frac{V_M{}^2 R_L}{(R_S + R_L)^2}$$

$$\eta R = \frac{81.2}{\left(1 + \frac{R_S}{R_L}\right)} \%$$

Fig. 8 Basic Full-Wave Rectifier



There are two interesting features. Efficiency has doubled, as can be expected when doubling the number of rectifiers. In addition, the ripple factor has decreased from 121% to 48% in comparison with the half-wave circuit. Even with ripple reduction, a 48% factor is normally too high to be useful and must be filtered. *Figure 9* is the filter product plot for both capacitive and inductive filters, assuming $R_S << R_L$. High peak currrents are always associated with capacitive filters and *Figure 10* plots the ratio of peak-to-dc current as a function of the filter product. The relationship between the filter product, the R_S/R_L ratio and the dc output-to-peak input voltage is given in *Figure 11* for the capacitive input filter. Load regulatior may also be determined from *Figure 11* by using the high and low limits for R_L.

Fig. 9 Filter Product

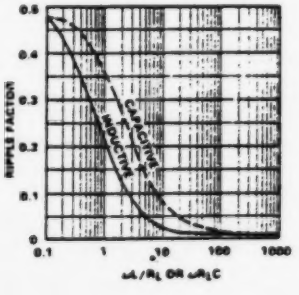


Fig. 10 Peak-to-DC Ratio

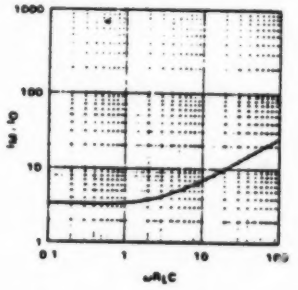
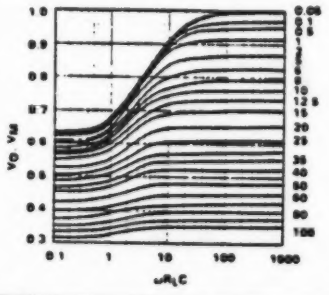


Fig. 11 Load Regulation



Design Example
For a full-wave circuit with the following requirements,

$V_O = 20\ V$

$I_O = 1\ A$

$\gamma < 0.1$

with $R_S = 1\ \Omega$

proceed with the following steps.

Step 1 Find the filter product from *Figure 9*

for $\gamma < 0.1 (\omega R_L C = 10)$

Step 2 Calculate R_L

$$R_L = \frac{20}{1} = 20\ \Omega$$

Step 3 Calculate C

$$C = \frac{10}{\omega R_L} = \frac{10}{120 \times 20\pi}$$

$$= \frac{1}{240\pi} = 1300\mu F$$

Step 4 Calculate $\frac{R_S}{R_L}$

$$\frac{R_S}{R_L} = \frac{1}{20} = 5\%$$

Step 5 Find the transformer peak input voltage from the following.

V_{pk} = diode forward voltage. One diode forward-voltage drop for a center-tapped full-wave input, two diode forward-voltage drops for a full-wave bridge

$$+ \frac{V_O}{V_O/V_M}$$

using the filter values from *Figure 11*.

$V_{pk} = 0.7 + \frac{.20}{0.82}$ (intersection of

$5\% \frac{R_S}{R_L}$ and $\omega R_L C = 10$ from *Figure 11*.)

$V_{pk} = 0.7 + 25.3 =$ 26 V peak or
52 V pk-pk or
18.6 V_{rms}

Step 6 Check peak diode current from *Figure 10*. For this example at a filter product of 10, the peak current is seven times the dc current, or 7 A.

LC Section Filter
The LC section filter is one method of reducing ripple levels without the need for single, large value filter components. The basic circuit is shown in *Figure 12*. As a general rule, the capacitive reactance should always be less than 10% of the load resistance at the second harmonic of the incoming frequency. All the succeeding information is based upon this ratio. The ripple factor for an L-section filter has the form:

$$\gamma = \frac{0.47}{4\omega^2 LC - 1}$$

or, if n L-section filters are cascaded, then the ripple factor is:

$$\gamma = \frac{0.47}{(4\omega^2 L1C1 - 1)(4\omega^2 L2C2 - 1) - (4\omega^2 L_n C_n - 1)}$$

Fig. 12 LC Filter

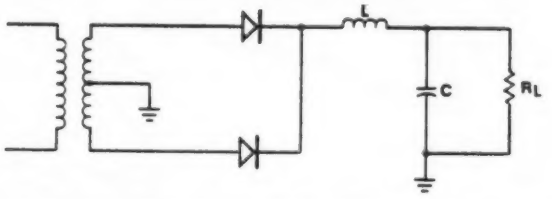


Figure 13 is a plot of the filter factor versus the ω^2LC product. The one additional requirement is continuous current flow through the inductance. This says, in effect, that there is a critical inductor size. To assure this continuous current flow, a bleeder resistor R_K must be used at the filter output. The critical value of inductance is

$$L_C = \frac{R_S + R_{eff}}{3\omega}$$

where $R_{eff} = \frac{R_K R_{L(max)}}{R_K + R_{L(max)}}$ and $R_K = \frac{V_O}{I_K}$

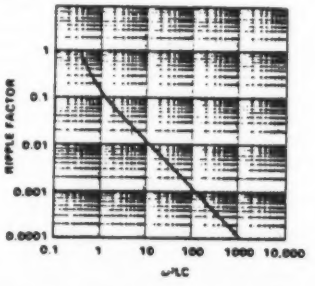
Bleeder current I_K may be assumed to be 10% of minimum load current or, if this is not a practical value, then some reasonable minimum bleeder current is selected. Once the critical inductance is found, then the capacitor value may be determined by the following steps: Set $L = 2\,L_C$. Determine ω^2LC from *Figure 13* for the required ripple factor. Solve for C from $\omega^2LC = X$, where X is the product from *Figure 13*.

The peak rectifier currents depend upon the size of the inductor selected such that if $L = L_C$ then $I_M = 2\,I_L$ and if $L = 2\,L_C$ then $I_M = 1.5\,I_L$. The transformer secondary voltage is given by

$$V_{rms} = 1.11\left[V_O + R_S\,(I_{L(max)}\,I_K)\right]$$

and the minimum PIV for the rectifier is $1.57\,V_{O(max)}$ for a full-wave bridge rectifier.

Fig. 13 Filter Factor vs ω^2LC



For minimum power dissipation, R_K should be as large as possible. In some cases, since the value of critical inductance is proportional to the value of the bleeder resistor, the selection of a high value results in an inductance too large to be practical. In this case, a swinging choke or a choke whose inductance decreases with increasing current flow is needed.

5

SOURCE REQUIREMENTS

Domestic Models:
Frequency: 60 Hz ± 5%.

Overseas Models (Suffix "#50"):
Frequency: 50 Hz ± 5%.

Note: Domestic and overseas models are different. The correct model must be selected when ordering. **They cannot be altered in the field.** The output power of overseas models is approximately 20% less than the corresponding 60 Hz model—as tabulated.

PACKAGE SIZE	A	B	C*	C**	C	D
OUTPUT POWER (domestic)	180W	120W	180W	300W	450W	60W
SOURCE VOLTAGE (domestic)	115V a-c ± 15V a-c					
SOURCE VOLTAGE*** (overseas)	(1)	(1)	(1)	(1)	(2)	(1)
SOURCE POWER	280W	190W	280W	465W	610W	100W
EFFICIENCY	65%	65%	65%	65%	74%	60%

*Same output as "A," but includes extra ripple filter.
**Dual 150 Watt outputs; can be connected in parallel.

SOURCE VOLTAGE* (Overseas)**
(1) Tap select:
104V a-c ± 13.5V a-c
115V a-c ± 15V a-c
208V a-c ± 27V a-c
230V a-c ± 30V a-c (factory set)
(2) 230V a-c ± 30V a-c only

BROWNOUT PROTECTION: All models function with reduced loading capacity to "brownout" source levels as low as 75% of nominal. Consult factory for details.

SOURCE VOLTAGE EFFECT: Output varies less than ±1% maximum for rated change in source voltage and at full load (Size C, 450 watt models, ±0.5% typical). At no load, the source effect increases to a maximum of ±1.5%.

SOURCE FREQUENCY EFFECT: A +1% change in source frequency produces approximately +1.5% output voltage change.

OUTPUTS: The volt/ampere ratings are tabulated by model. Outputs are fixed with a ±2% initial accuracy—except for the Size D 60 watt Series units where an adjustment tap is provided. The taps are accurate to ±2%. The output voltage is measured at nominal source voltage and frequency, at +30°C ambient temperature, maximum load and after one-half hour warm-up. Allow for an initial (cold) voltage approximately 1% higher. The output voltage increase at load current less than maximum may be read from the load effect curves and added to the nominal output.

LOAD EFFECT: The output voltage change versus load current is plotted as a *typical* curve in figures, 1 thru 4. The *model table* lists the maximum value.

RIPPLE and NOISE: The *model tables* list *maximum* rms values. Figures 5, 6 & 7 provided for *typical* data.

CURRENT LIMITING: For single output power supplies automatic current limiting occurs typically at 150% of the rated load current when the source voltage is maximum.

The current delivered to a short circuit by any one output of the dual-output models is typically 300% of the rated load current when the other output is unloaded (at maximum source voltage).

TEMPERATURE EFFECT COEFFICIENT: <0.05% per °C.

TIME EFFECT (8-hour drift): <1% or 0.1V, whichever is greater.

DYNAMICS

VOLTAGE RECOVERY FOR A 50-100% STEP-LOAD CURRENT: The time required for the stabilized voltage to recover within the load effect band is less than 400 milliseconds for all models except the Size C, 450W models, which recover within 200 milliseconds.

OUTPUT IMPEDANCE: The d-c impedance is shown by the load effect curve and may be determined from the slope of the plotted curves: $Z_o = \Delta E_o / \Delta I_o$. Above 10KHz, add the effect of an equivalent 0.5 microhenries series inductance.

GENERAL

ISOLATION: The circuit of the PRM modules is isolated from the chassis and from ground. It may be floated up to 600V (d-c or peak) off ground. The chassis should be grounded for safety. A common mode current of 50 microamperes rms, 500 microamperes peak-to-peak (at 60 Hz) flows to the ground return of the a-c power source.

SERIES/PARALLEL: PRM modules can be connected in series up to the 600V isolation limit. Identical models (or halves of a dual supply) can be paralleled for approximately double current (allow for 10% imbalance). On the dual models, the secondaries are bifilar wound. The maximum potential difference between outputs is limited to 60V (d-c or peak).

TEMPERATURE RATINGS:
Storage: −40°C to +85°C.
Operating: −20°C to +55°C. Cooling is by natural convection. Full output current is delivered at +55°C; no derating or external heat sink is required.

STANDARDS: PRM models are designed and tested in accordance with NEMA standard PY-1-1972 and IEC recommendation 478 (parts 1-4). All PRM models are recognized by Underwriters' Laboratories under the UL Component Recognition Program: UL specifications 114 and 478.

TERMINALS: All input and output connections are made via a multi-terminal barrier strip located on one surface.

DIMENSIONS: (English in inches, metric in mm.)
See dimensional drawings.

English measure:
Size A Models: 6 13/16 H x 4 3/4 W x 10 13/16 L (uncased).
Size B Models: 3 13/16 H x 5 W x 13 3/4 L (cased).
Size C Models: 6 13/16 H x 4 3/4 W x 15 3/4 L (uncased).
Size D Models: 3 13/16 H x 5 W x 10 3/4 L (cased).

Metric measure:
Size A Models: 173.0H x 120.7W x 274.6L (uncased)
Size B Models: 86.5H x 127.0W x 352.4L (cased)
Size C Models: 173.0H x 120.7W x 384.2L (uncased)
Size D Models: 86.5H x 127.0W x 276.2L (cased)

ENCLOSURES: Size A and C units may be equipped with an optional protective enclosure.
CA-200 for the Size A model.
CA-300 for the Size C model.

These covers may be ordered separately for field installation. Note: The size B and size D models are housed in a unitized cover/chassis.

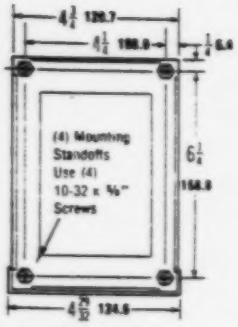
Please see the *Hardware Section* of this catalog for a description of the enclosures.

MOUNTING: 19-inch rack mounting adapter panels include a variety of single- and multiple-unit panels. Please refer to the *Hardware Section* of this Catalog for a description of the rack adapters.

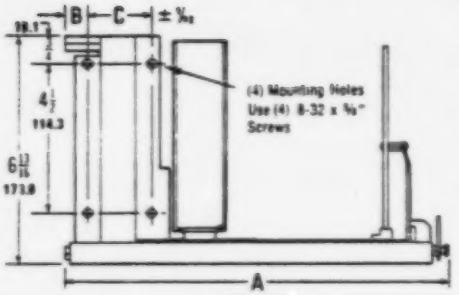
FINISH: The B and D models have a blue anodized finish on their housing. The Size A and C enclosures, CA-200 and CA-300, are painted a royal blue with epoxy paint. The 19-inch rack adapter panels are painted a light gray, Color No. 26440, Fed. Std. 595.

OUTLINE DIMENSIONAL DRAWINGS

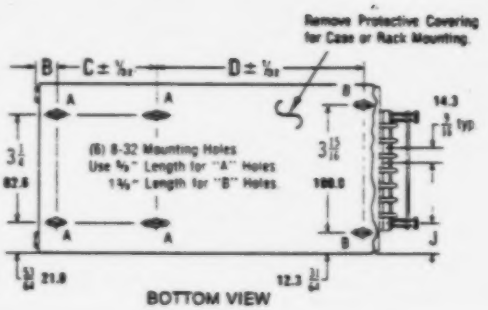
Fractional dimensions in light face type are in inches, dimensions in bold face type are in millimeters.



END VIEW



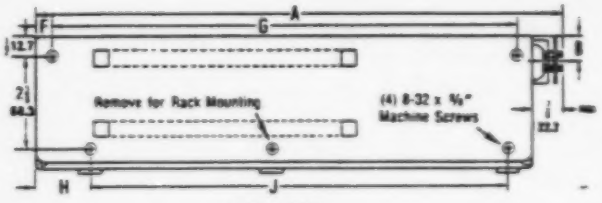
SIDE VIEW



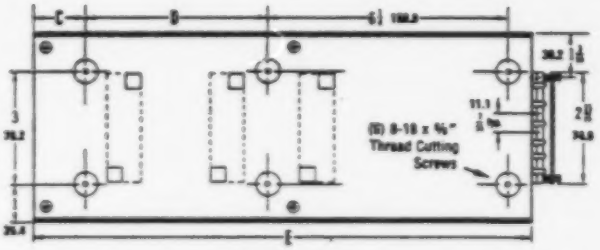
BOTTOM VIEW

Size A & C UNCASED MODELS

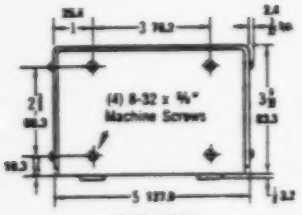
MODELS	A	B	C	D	J
PRM SIZE "A"	10 27/32 275.4	3/8 15.9	2 1/32 59.5	6 1/2 165.1	19/32 19.5
PRM SIZE "C" Extra-Filtered	15 1/32 381.8	3/8 15.9	2 1/32 59.5	10 9/16 268.3	19/32 19.5
PRM SIZE "C" Dual Output	15 3/32 388.1	3/4 19.1	3 1/32 84.9	9 9/16 242.9	1/2 12.7
PRM SIZE "C" 450 Series	15 1/8 383.4	3/4 19.1	3 1/32 84.9	9 3/8 238.1	1/2 12.7



SIDE VIEW



BOTTOM VIEW



END VIEW

SIZE B & D MODELS [available cased only]

MODELS	A	B	C	D	E	F	G	H	J
PRM SIZE "B"	13 7/8 352.4	19/32 15.1	1 3/8 34.9	4 3/4 120.7	13 330.2	3/8 9.5	12 1/4 311.2	1 3/8 34.9	11 279.4
PRM SIZE "D"	10 7/8 276.2	21/32 16.7	13/16 20.6	2 5/16 58.7	10 254.0	13/32 10.3	9 3/16 233.4	13/16 20.6	8 9/16 217.5

Tolerance ± 1/64" (0.4) between mounting holes. Unless otherwise specified ± 1/32" (0.8) other dimensions.

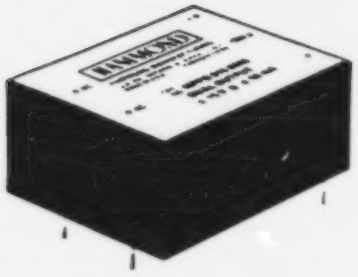
these KEPCO products are backed by a firm 5-Year Warranty

Special terms used in these specifications are defined in the glossary section.

MODULAR/PERIPHERAL

PIN MOUNTED ENCAPSULATED POWER SUPPLIES

HAMMOND



5 YEAR WARRANTY

OVERLOAD PROTECTION ..... regulated outputs are short circuit protected to common by automatic foldback current limiting

BURN IN ..... all units are burned in under full load and thermally cycled to assure high reliability

INPUT VOLTAGE ..... 115VAC ± 10%

INPUT FREQUENCY ..... 50 - 400 Hz

ISOLATION ..... 50 M ohms resistance minimum
250 pF capacitance maximum

TEMPERATURE COEFFICIENT.. ±0.01% per °C

STORAGE TEMPERATURE..... -25°C to +85°C

OPERATING TEMPERATURE.... maximum case temperature +71°C

OUTPUT VOLTAGE DC	OUTPUT CURRENT (mA)	CAT. NO.	CASE SIZE FIG.	VOLTAGE ACCURACY	*REGULATION	NOISE & RIPPLE (RMS)
+5	300	HPPS 005 003	15b	± 1%	±0.01%	1mV
+5	500	HPPS 005 005	16a	± 1%	±0.05%	1mV
+5	1000	HPPS 005 010	16b	± 1%	±0.05%	1mV
+5	2000	HPPS 005 020	16c	± 1%	±0.05%	1mV
+15	400	HPPS 015 004	16b	± 0.5%	±0.02%	2mV
±12	± 100	HPPD 012 001	16a	± 0.5%	±0.01%	1mV
±12	± 200	HPPD 012 002	16b	± 0.5%	±0.02%	1mV
±15	± 50	HPPD 015 0005	15a	± 0.5%	±0.01%	1mV
±15	± 100	HPPD 015 001	16a	± 0.5%	±0.01%	1mV
±15	± 200	HPPD 015 002	16b	± 0.5%	±0.02%	1mV
±15	300	HPPD 015 003	16c	± 0.5%	±0.02%	2mV
+5 ±15	+500 ± 100	HPPT 015 001	16b	± 1.0%	±0.05%	2 mV

*LINE REGULATION (+10%). LOAD REGULATION (NL to FL)